

Eduardo Valmir de Souza

**CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS ISOLADOS
SIMÉTRICOS COM BAIXA ONDULAÇÃO DE
CORRENTE**

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Coorientador: Prof. Gierri Waltrich, Dr.

Florianópolis

2015

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

de Souza, Eduardo Valmir

Conversores CC-CC Bidirecionais Isolados Simétricos com
Baixa ondulação de Corrente / Eduardo Valmir de Souza ;
orientador, Ivo Barbi ; coorientador, Gierri Waltrich. -
Florianópolis, SC, 2015.

328 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica.

Inclui referências


1. Engenharia Elétrica. 2. Conversores CC-CC
Bidirecionais Isolados. I. Barbi, Ivo. II. Waltrich,
Gierri. III. Universidade Federal de Santa Catarina.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Eduardo Valmir de Souza

**Conversores CC-CC Bidirecionais Isolados Simétricos com
Baixa ondulação de Corrente**

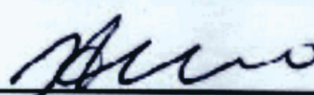
Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.


Florianópolis, 06 de Julho 2015.



Prof. Carlos Galup Montoro, Dr.

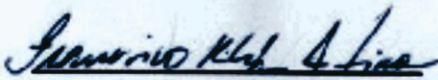
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica




Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador - UFSC

Prof. Gerri Waltfisch, Dr.
Coorientador - UFSC

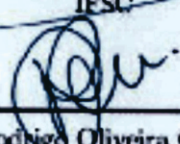
Banca Examinadora:

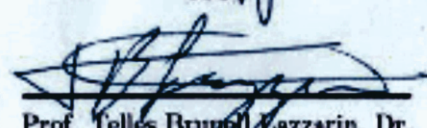


Prof. Francisco Kleber de Araújo
Lima, Dr.- UFC

Prof. Eloi Agostini Junior, Dr.
UTFPR

Prof. Glóvis Antônio Petry, Dr.
IESC

Prof. Daniel Juan Pagano, Dr.
UFSC

Prof. Rodrigo Oliveira Gaíba, Dr.
CEFET-MG

Prof. Telles Brunoll Lazzarin, Dr.
UFSC

Resumo

Neste trabalho é apresentado o estudo de uma família de conversores CC-CC bidirecionais baseada na topologia unidirecional *Flyback-Push-Pull* alimentado em corrente. O escopo inclui o estudo das versões com grampeamento passivo e ativo. Inicialmente, a versão com grampeamento passivo é detalhada, sendo que a descrição de suas etapas de operação em cada modo de operação é realizada e as formas de onda de suas principais grandezas, bem como seus circuitos equivalentes, são ilustradas. Expressões básicas como ganho estático e o cálculo de parâmetros dos componentes são deduzidas, assim como esforços de tensão e corrente nos componentes. Uma metodologia de projeto é proposta e um exemplo com potência nominal de 800 W é apresentado empregando-a. Um protótipo é construído e resultados experimentais são obtidos para regime permanente e para transitório de carga. Em seguida, o mesmo procedimento é realizado para o conversor com grampeamento ativo. Por fim, características de interesse das topologias propostas são comparadas às do conversor DAB.

Palavras-chave: Conversor Isolado, Corrente Elevada, Ondulação Reduzida

Abstract

This work presents the study of a family of bidirectional DC-DC converters based on the unidirectional current-fed Flyback-Push-Pull topology. The scope includes the study of versions with passive and active clamping. Initially, the passive clamping version is detailed, wherein the description of its operation stages accomplished and its mains waveforms as well as its equivalents circuits are illustrated. Basic expression such as static gain and components parameters are deducted as well as the components voltage and current stress. A designing methodology is proposed and a 800 watt project example is presented employing it. A prototype with the same specifications is built. Experimental results are obtained for steady state and load transient. Thereafter, the same procedure is realized to the active clamping converter. Nevertheless, its rated power is 600 W. Finally, substantial features of the proposed topologies are compared to the DAB converter ones.

Keywords: Isolated Converter, High Current, Low Ripple

Lista de Figuras

Figura 1.1	Arquiteturas empregadas em fonte ininterrupta de energia (a) sem conversor CC-CC bidirecional isolado e (b) com conversor CC-CC bidirecional isolado.	33
Figura 1.2	Sistemas de propulsão automotiva empregando célula à combustível e supercapacitores e/ou baterias.	34
Figura 1.3	Principais arquiteturas de sistema de propulsão de veículos híbridos : a) arquitetura série, b) arquitetura paralela e c) arquitetura série-paralela.	36
Figura 1.4	Sistema automotivo de energia com duas baterias de tensões distintas: a) empregando conversor CC-CC unidirecional e b) conversor CC-CC bidirecional e bateria de 14 volts.	38
Figura 1.5	Topologias de conversores CC-CC bidirecionais Flyback: a) convencional, b) comutação ZVS, c) comutação ZCS com dois interruptores auxiliares e d) comutação ZCS com um interruptor auxiliar.....	40
Figura 1.6	Topologias de conversores CC-CC bidirecionais Cùk: a) convencional, b) comutação ZCS com dois interruptores auxiliares [1].....	41
Figura 1.7	Topologias de conversores CC-CC bidirecionais SEPIC: a) convencional, b) comutação ZVS	42
Figura 1.8	Topologias de conversores CC-CC bidirecionais empregando pontes de interruptores: a) ponte completa - ponte completa [2–5], b) meia-ponte - ponte completa [6–8].....	43
Figura 1.9	Topologias de conversores CC-CC bidirecionais empregando pontes de interruptores e célula de comutação <i>push-pull</i> , ou <i>doubler current rectifier</i> (DCR) : a) ponte completa - retificador com ponto médio [9], b) meia-ponte - retificador com ponto	

médio [10, 11] c) ponte completa - DCR [12, 13] e d) meia-ponte - DCR [14].	44
Figura 1.10 Topologia de conversor CC-CC bidirecional <i>push-pull</i> .	45
Figura 1.11 Topologias de conversores CC-CC bidirecionais empregando pontes de interruptores e modulação <i>phase-shift</i> : a) <i>Dual Active Bridge</i> (DAB) [15–17], b) <i>Dual Half-Bridge</i> (DHB) [17].	46
Figura 1.12 Topologias de conversores CC-CC bidirecionais empregando pontes de interruptores e modulação <i>phase-shift</i> com entrada ou/e saída em corrente: a) entrada em corrente - saída em tensão [18] e b) entrada e saída em corrente [19].	47
Figura 1.13 Topologias de conversores CC-CC bidirecionais ressonantes: a) LLC ressonante [20] e b) CLLC ressonante [21, 22] e c) LLC ressonante com indutor auxiliar [23].	49
Figura 1.14 Topologia bidirecional do conversor <i>Flyback-Push-Pull</i> monofásico com grameamento passivo.	51
Figura 1.15 Topologia bidirecional conversor <i>Dual Push-Pull</i> com grameamento ativo.	52
Figura 2.1 Conversor CC-CC bidirecional <i>Flyback-Push-Pull</i> alimentado em corrente.	54
Figura 2.2 Formas de onda dos sinais portador e modulador usados para gerar os pulsos dos interruptores.	54
Figura 2.3 Diagrama dos modos de operação do conversor proposto.	55
Figura 2.4 (a) Estado topológico e (b) circuito equivalente do conversor durante a primeira etapa de operação no modo Buck _{p→s} .	56
Figura 2.5 (a) Estado topológico e (b) circuito equivalente do conversor durante a segunda e quarta etapa de operação no modo Buck _{p→s} .	57
Figura 2.6 Principais formas de onda do conversor operando no modo Buck _{p→s} .	58

Figura 2.7 (a) Estado topológico e (b) circuito equivalente do conversor durante a primeira etapa de operação no modo Boost _{p→s} ..	59
Figura 2.8 (a) Estado topológico e (b) circuito equivalente do conversor durante a segunda etapa de operação no modo Boost _{p→s} ..	60
Figura 2.9 Principais formas de onda do conversor operando no modo Boost _{p→s}	61
Figura 2.10 Circuito equivalente do conversor durante (a) primeira e (b) segunda etapa de operação no modo Buck _{p→s}	62
Figura 2.11 Circuito equivalente do conversor durante (a) primeira e (b) segunda etapa de operação no modo Boost _{p→s}	64
Figura 2.12 Ganho estático em função da razão cíclica.....	65
Figura 2.13 Indutância normalizada dos enrolamentos L_{FBp} e L_{FBs} em função da razão cíclica.....	73
Figura 2.14 Potência média processada pelo indutor acoplado em função da razão cíclica.....	76
Figura 2.15 Magnitude da componente fundamental, $2f_s$, da corrente do lado primário e secundário em função da razão cíclica... ..	80
Figura 2.16 Comparação dos diagramas de bode da corrente $\langle i_p \rangle$ em função da razão cíclica com relação ao modelo obtido analiticamente, dados obtidos por simulação com e sem o emprego de tempo morto entre os interruptores.....	85
Figura 2.17 Comparação entre as formas de onda da corrente $\langle i_p \rangle$ em função da razão cíclica D_p do modelo equivalente obtido analiticamente e do circuito simulado para os casos com e sem tempo morto entre os interruptores.....	86
Figura 2.18 Comparação entre as formas de onda da corrente $\langle i_p \rangle$, da razão cíclica D_p definida pelo controle e a realmente imposta para os casos com e sem tempo morto entre os interruptores....	88
Figura 2.19 Formas de onda de corrente do conversor no modo de	

operação Buck _{p→s}	90
Figura 2.20 Formas de onda de corrente do conversor no modo de operação Boost _{p→s}	90
Figura 2.21 Circuito elétrico do conversor proposto com convenções das polaridades das tensões.	91
Figura 2.22 Valor eficaz normalizado da corrente nos semicondutores em função da razão cíclica.	99
Figura 2.23 Valor máximo normalizado da tensão sobre os interrup- tores em função da razão cíclica.	101
Figura 2.24 Descrição das dimensões de um núcleo magnético.	101
Figura 2.25 Valor eficaz normalizado das correntes nos enrolamentos do indutor acoplado.	103
Figura 2.26 Topologia proposta com grampeamento semirregenera- tivo.	108
Figura 2.27 Arquitetura de controle empregada na malha da cor- rente $\langle i_p \rangle$	113
Figura 2.28 Esforços e propriedades necessárias dos componentes de potência do conversor em função da razão cíclica.	118
Figura 2.29 Diagrama de Bode da função transferência em malha aberta do valor médio da corrente i_p	120
Figura 2.30 Resposta em malha fechada à aplicação do sinal degrau na referência de corrente $\langle i_p \rangle$	120
Figura 2.31 Diagrama esquemático do protótipo com elementos pa- rasitas e convenção dos sentidos de corrente e polaridade das tensões.	123
Figura 2.32 Foto do protótipo construído.	124
Figura 2.33 Formas de onda da tensão e corrente das fontes do lado primário e secundário com conversor operando no modo Buck _{s→p}	125
Figura 2.34 Formas de onda da tensão e corrente das fontes do lado	

primário e secundário com conversor operando no modo Boost _{s→p} .	125
Figura 2.35 Formas de onda da tensão e corrente nos interruptores T_{p1} e T_{s2} com conversor operando no modo Buck _{s→p} .	126
Figura 2.36 Formas de onda da tensão e corrente nos interruptores T_{p1} e T_{s2} com conversor operando no modo Boost _{s→p} .	127
Figura 2.37 Curva de rendimento do conversor operando nos modos Buck _{p→s} e Boost _{p→s} .	128
Figura 2.38 Curva de rendimento do segundo protótipo operando nos modos Buck _{p→s} e Boost _{p→s} .	130
Figura 2.39 Comparação das curvas do ganho estático do conversor em função da razão cíclica.	131
Figura 2.40 Comparação da amplitude das componentes harmônicas das correntes das fontes em função da razão cíclica.	132
Figura 2.41 Formas de onda da corrente i_p e de seu valor quase-instantâneo, $\langle i_p \rangle$, com conversor operando no modo Buck _{p→s} durante transitório de carga.	133
Figura 3.1 Topologia do conversor dual push-pull	138
Figura 3.2 (a) Modulador e (b) formas de onda típicas dos sinais modulantes, sinal da portadora e dos sinais de comando.	138
Figura 3.3 Estado topológico inicial do conversor.	139
Figura 3.4 Primeiro estado topológico do conversor.	140
Figura 3.5 Segundo estado topológico do conversor.	141
Figura 3.6 Terceiro estado topológico do conversor.	141
Figura 3.7 Quarto Estado topológico do conversor.	142
Figura 3.8 Principais formas de onda do conversor durante um ciclo de operação.	143
Figura 3.9 Circuito equivalente genérico do conversor.	144

Figura 3.10 Potência normalizada do conversor em função do ângulo de defasagem δ	151
Figura 3.11 Formas de onda típica da potência processada pelos enrolamentos do lado primário do transformador.	152
Figura 3.12 Característica externa do conversor.	154
Figura 3.13 Corrente $\langle \bar{i}_s \rangle$ em função do ângulo de defasagem δ	155
Figura 3.14 Superfície do fator de potência em função de δ e q	158
Figura 3.15 Gráfico de contorno do fator de potência em função de δ e q	159
Figura 3.16 Curva fator de potência em função de δ para q igual a 0,85, 1 e 1,17.	159
Figura 3.17 Diagrama do braço primário do conversor antes do bloqueio do interruptor T_{p1a} e as principais formas de onda do conversor.	161
Figura 3.18 Diagrama do braço primário do conversor após $t = t_1$ e as principais formas de onda do conversor.	161
Figura 3.19 Diagrama do braço primário do conversor após $t = t_2$ e as principais formas de onda do conversor.	161
Figura 3.20 Diagrama do braço primário do conversor após $t = t_3$ e as principais formas de onda do conversor.	162
Figura 3.21 Diagrama do braço primário do conversor antes o bloqueio do interruptor T_{p1} e as principais formas de onda do conversor.	162
Figura 3.22 Diagrama do braço primário do conversor após o bloqueio do interruptor T_{p1} e as principais formas de onda do conversor.	163
Figura 3.23 Diagrama do braço primário do conversor após o bloqueio do interruptor T_{p1} e as principais formas de onda do conver-	

sor.	163
Figura 3.24 Diagrama do braço primário do conversor após $t = t_6$ e as principais formas de onda do conversor.	164
Figura 3.25 Diagrama do braço secundário do conversor antes do bloqueio do interruptor T_{s1} e as principais formas de onda do conversor.	164
Figura 3.26 Diagrama do braço secundário do conversor após o bloqueio do interruptor T_{s1} e as principais formas de onda do conversor.	165
Figura 3.27 Diagrama do braço secundário do conversor e suas principais formas de onda do conversor até $t = t_2$	165
Figura 3.28 Diagrama do braço secundário do conversor e suas principais formas de onda até $t = t_3$	166
Figura 3.29 Diagrama do braço secundário do conversor e suas principais formas de onda antes do bloqueio de T_{s1a}	166
Figura 3.30 Diagrama do braço secundário do conversor e suas principais formas de onda após bloqueio de T_{s1a}	167
Figura 3.31 Diagrama do braço secundário do conversor e suas principais formas de onda até o instante t_5	167
Figura 3.32 Diagrama do braço secundário do conversor e suas principais formas de onda após entrada de condução do interruptor T_{s1}	168
Figura 3.33 Gráfico do valor médio normalizado da potência processada pelo conversor em função do ângulo δ para diversos valores de ganho estático q com indicação de operação com comutação suave parcial e total.	169
Figura 3.34 Circuito do conversor com grampeamento ativo.	169
Figura 3.35 Circuito equivalente do conversor.	170
Figura 3.36 Circuito equivalente do conversor em componentes de modo comum e diferencial.	175

Figura 3.37 Circuito equivalente do conversor em componentes médias, reais e imaginárias.....	178
Figura 3.38 Comparação do diagrama de bode da função transferência da componente i_{pc0} em função da variável de controle $\Delta\delta$ obtidos analiticamente e por simulação.....	185
Figura 3.39 Comparação do diagrama de bode da função transferência da componente i_{pd0} em função da variável de controle Δd_{p0} obtidos analiticamente e por simulação.....	186
Figura 3.40 Comparação do diagrama de bode da função transferência da componente i_{sd0} em função da variável de controle Δd_{p0} obtidos analiticamente e por simulação.....	187
Figura 3.41 Forma de onda da corrente no capacitor C_{gp} com conversor operando com ganho estático unitário.	191
Figura 3.42 Arquitetura de compensação das correntes de modo comum e diferencial dos enrolamentos do transformador.....	202
Figura 3.43 Diagrama de bode das componentes i_{pd0} e i_{sd0} em função de Δd_p	210
Figura 3.44 Diagrama de blocos equivalente do sistema de controle da componente i_{sd0} desconsiderado referência $i_{pd0.ref}$	212
Figura 3.45 Diagrama de bode da FTMA não compensada da componente i_{pc0} em função de δ	219
Figura 3.46 FTMA da componente i_{pc0}	221
Figura 3.47 Diagrama de magnitude das funções transferências da componente i_{pd0} e i_{sd0} em função de Δd_p	222
Figura 3.48 Diagrama de bode da FTMA da corrente i_{pd0} em função de Δd_p	223
Figura 3.49 Diagrama de bode da FTMA compensada da componente i_{pd0}	224

Figura 3.50 Comparação entre os diagramas de magnitude das parcelas da função transferência de i_{pd0} em função de Δd_p	225
Figura 3.51 Comparação entre as FTMA compensadas de i_{pd0} com e sem consideração do acoplamento.	225
Figura 3.52 Diagrama do circuito de potência com indicação das grandezas principais e suas polaridades.	226
Figura 3.53 Diagrama de blocos do sistema de controle das correntes de modo comum e diferencial incluindo as perturbações Δd_p e Δd_s	226
Figura 3.54 Formas de onda da resposta da componente i_{pc0} e do ângulo δ ao degrau no sinal de referência i_{pc0_ref}	228
Figura 3.55 Formas de onda da resposta da componente i_{pc0} e do ângulo δ à inversão de polaridade da referência de corrente i_{pc0_ref}	229
Figura 3.56 Formas de onda das componentes i_{pd0} e i_{sd0} e dos sinais de controle u_{ipd0} e u_{isd0} com relação às perturbações em Δd_p e Δd_s	230
Figura 3.57 Foto do protótipo construído.	232
Figura 3.58 Formas de onda das tensões e correntes na entrada e saída do conversor.	233
Figura 3.59 Formas de onda de tensão e corrente no transformador.	233
Figura 3.60 Curva de rendimento do conversor obtida experimentalmente.	234
Figura 3.61 Comparação entre a característica externa do conversor obtida analiticamente e experimentalmente.	235
Figura 3.62 Forma de onda da corrente i_p e do ângulo δ durante inversão do fluxo de energia.	235
Figura 4.1 Diagrama do conversor DAB.	239
Figura 4.2 Comparação entre as amplitudes das componentes harmônicas de ordem $2f_s$ e $4f_s$ das correntes de entrada e saída do conversor DAB e dos conversores propostos.	241

Figura 4.3 Comparação entre as THD de ordem 0 e 1 das correntes de entrada e saída do conversor DAB e conversor FBPP.....	242
Figura 4.4 Comparação entre os valores de potência aparente dos conversor DAB e os conversores propostos.	245
Figura 4.5 Comparação entre os esforços de tensão e perda por condução nos semicondutores do conversor DAB e dos conversores propostos.....	246
Figura A.1 Comparação dos diagramas de bode da corrente $\langle i_s \rangle$ em função de Δd com relação ao modelo para potência nominal no sentido $p \rightarrow s$	286
Figura A.2 Comparação dos diagramas de bode da corrente $\langle i_s \rangle$ em função de Δd com relação ao modelo para 50 % da potência nominal no sentido $p \rightarrow s$	287
Figura A.3 Comparação dos diagramas de bode da corrente $\langle i_s \rangle$ em função de Δd com relação ao modelo para potência nominal no sentido $s \rightarrow p$	288
Figura B.1 Forma de onda típica da corrente no enrolamento do transformador do conversor DAB.	291
Figura C.1 Valor eficaz normalizado da corrente nos interruptores em função do ângulo δ com ganho estático q unitário.	307
Figura C.2 Valor eficaz normalizado da corrente nos enrolamentos do transformador e nos capacitores de grampeamento em função do ângulo δ com ganho estático q unitário.	307
Figura D.1 Diagrama esquemático do Conversor DAB.	311
Figura D.2 Valor eficaz normalizado da corrente nos interruptores em função do ângulo δ com ganho estático q unitário.	317
Figura D.3 Magnitude da componente de ordem $2f_s$ das correntes de entrada e saída em função do ângulo δ e com ganho estático q unitário.	319

Lista de Tabelas

Tabela 1	Correntes i_p e i_s em função dos patamares de corrente I_A e I_B e duração das etapas de operação.....	67
Tabela 2	Derivada de fluxo do enrolamento secundário do transformador <i>Flyback</i> para cada modo de operação e duração de cada etapa.	83
Tabela 3	Especificação do conversor e condições de simulação....	84
Tabela 4	Sinais de comando dos interruptores em função da etapa de operação no modo Buck _{p→s}	93
Tabela 5	Tensão sobre os enrolamentos dos transformadores com conversor operando no modo Buck _{p→s}	94
Tabela 6	Tensão sobre os semicondutores com conversor operando no modo Buck _{p→s}	94
Tabela 7	Sinas de Comando dos interruptores em função da etapa de operação no modo Boost _{p→s}	95
Tabela 8	Tensão sobre os enrolamentos dos transformadores com conversor operando no modo Boost _{p→s}	95
Tabela 9	Tensão sobre os semicondutores com conversor operando no modo Boost _{p→s}	96
Tabela 10	Patamares de corrente nos semicondutores e duração das etapa de operação.	96
Tabela 11	Especificação do conversor.....	114
Tabela 12	Especificação do projeto de controle da corrente primária.	115
Tabela 13	Esforços de corrente, tensão e variação de fluxo nos componentes.	117

Tabela 14 Produtos de áreas $A_e A_w$ dos núcleos do transformador <i>Push-Pull</i> e indutor acoplado.	117
Tabela 15 Coeficientes do compensador do valor médio da corrente i_p	119
Tabela 16 Especificação do protótipo.	121
Tabela 17 Especificação e parâmetros dos componentes de potência.	122
Tabela 18 Especificação e parâmetros dos componentes de potência do segundo protótipo do conversor com grameamento passivo.	129
Tabela 19 Valores das tensões nos pontos p_1 e s_1 em cada estado topológico em função da tensão do grameador primário ou secundário e a duração de cada estado topológico.	148
Tabela 20 Valores das tensões sobre os componentes durante cada estado topológico e sua duração.	149
Tabela 21 Valores das tensões sobre os componentes durante cada estado topológico e sua duração.	150
Tabela 22 Componentes médias, reais e imaginárias dos sinais de comando dos interruptores.	180
Tabela 23 Parâmetros dos componentes e da estratégia de modulação do conversor empregados na validação da modelagem dinâmica.	184
Tabela 24 Valores da tensão sobre o enrolamento PP_{p1} durante cada estado topológico e sua duração.	199
Tabela 25 Especificação do conversor usadas no exemplo de projeto.	213
Tabela 26 Comparação entre os esforços obtidos de forma analítica e por meio de simulação.	227
Tabela 27 Lista dos componentes do circuito de potência do conversor.	231
Tabela 28 Correntes i_p e i_s em função dos patamares de corrente I_A e I_B e duração das etapas de operação.	284

Tabela 29 Especificação do conversor e condições de simulação... 286

Tabela 30 Valores das tensões sobre os enrolamentos as indutâncias
auxiliares l_{xy} 298

Tabela 31 Valores das tensões sobre entre os pontos v_{x12} ... 312

Lista de Abreviaturas e Siglas

CC - Corrente Contínua

DAB - *Dual Active Bridge*

DCR - *Double Current Rectifier*

DHB - *Dual active Half-Bridge*

DPP - *Dual active Push-pull*

FBPP - *Flyback-Push-Pull*

LED - *Light Emitter Diode*

ZVS - *Zero Voltage Switching*

ZCS - *Zero Current Switching*

Lista de Símbolos

Z - Indica o componente: E para fonte, FB para indutor acoplado, T para interruptor, D para diodo e PP para transformador *Push-Pull*, l para indutor auxiliar, g para circuito grampeador, C para Capacitor

x - Designador do lado do transformador: p para primário e s para secundário

y - Designador do componente (1 ou 2)

Z_{xy} - Componente Z do lado x sub-índice y

Z_{xya} - Componente Z auxiliar do lado x sub-índice y

Ψ - Propriedade física: L para indutância própria, M para indutância mútua, C para capacitância, R para resistência.

Ψ_{Zxy} - Propriedade física do elemento Z_{xy}

Ψ_x - Propriedade física relativa ao lado x do transformador

Ψ_{ps} - Propriedade física relativa entre lado primário e secundário

ψ - Parâmetros parasitas: l para indutância e r para resistência

ψ_{Zxy} - Parâmetro parasita do elemento Z_{xy}

λ - Valor instantâneo de grandeza física ou sinal de controle: i para corrente, v para tensão, g para sinal de comando, ϕ para fluxo, u para ação de controle, p_{Δ} para perturbação, p para potência, s para potência aparente, d para razão cíclica

λ_{Zxy} - Grandeza λ relacionada ao elemento Z_{xy}

λ_{xwv} - Componente v de modo w do lado x

w - Designador da componente de modo comum ou diferencial, c para modo comum, d para modo diferencial

v - Designador do tipo da componente, 0 para componente média, Re para componente real e Im para componente imaginária

Λ - Valor da variável λ no ponto de operação

$\Delta\lambda$ - Variação da variável λ

$\Delta\lambda_{\%}$ - Variação relativa da variável λ

λ_{x12} - Diferença da grandeza λ entre os pontos x_1 e x_2

$\Lambda_{[n]}$ - Magnitude da componente harmônica de ordem n da variável λ

$\Lambda_{(n)}$ - Valor da variável λ durante a etapa de duração n

Λ_{max} - Valor máximo da variável λ

Λ_{min} - Valor mínimo da variável λ

Λ_{med} - Valor médio da variável λ

Λ_{ef} - Valor eficaz da variável λ

$\Lambda(s)$ - Transformada de Laplace da variável λ

$\bar{\Lambda}$ - Valor normalizado da variável λ

$\bar{\lambda}$ - Valor complementar a um do sinal de comando λ

$\langle\lambda\rangle$ - Valor médio durante período de chaveamento da variável λ

$a_{\lambda\{n\}}$ - Coeficiente polinomial de ordem n da função que representa a variável λ

δ - Defasagem entre pulso de comando dos interruptores do lado secundário com relação ao do lado primário

a - Relação entre espiras do lado primário e secundário

G - Ganho estático

q - Ganho estático normalizado por a

f_s - Frequência de chaveamento

ω_s - Frequência angular de chaveamento

T_s - Período de chaveamento

Sumário

1	Revisão Bibliográfica e Proposta da Tese	31
1.1	Aplicações empregando Conversores CC-CC Bidirecionais e Isolados	31
1.2	Topologias de Conversores CC-CC Bidirecionais e Isolados	39
1.3	Proposta da Tese	50
2	Conversor empregando grampeamento passivo	53
2.1	Introdução	53
2.2	Análise Qualitativa e Quantitativa	53
2.2.1	Etapas de Funcionamento	55
2.2.2	Ganho Estático	62
2.2.3	Modos de operação Buck _{p→s} e Boost _{s→p}	62
2.2.4	Modos de operação Boost _{p→s} e Buck _{s→p}	63
2.2.5	Indutor Acoplado	65
2.2.6	Modelagem Dinâmica da Planta de Corrente	79
2.3	Análise voltada ao dimensionamento	89
2.3.1	Determinação dos Patamares de Corrente	89
2.3.2	Determinação dos Patamares de Tensão	91
2.3.3	Modo Buck _{p→s}	93
2.3.4	Modo Boost _{p→s}	95
2.3.5	Dimensionamento dos Semicondutores	95
2.3.6	Esforços de Corrente	96
2.3.7	Esforços de Tensão	99
2.3.8	Dimensionamento dos Componentes Magnéticos	100
2.3.9	Indutor Acoplado	100
2.3.10	Transformador <i>Push-Pull</i>	105
2.3.11	Circuito de Grampeamento	107
2.4	Metodologia e Exemplo de Projeto	108
2.4.1	Cálculos Preliminares	108
2.4.2	Transformador	110
2.4.3	Indutor Acoplado	111
2.4.4	Interruptores	112

2.4.5	Projeto do Compensador de Corrente	113
2.4.6	Exemplo de Projeto	114
2.4.7	Especificação e Projeto	114
2.4.8	Dimensionamento do Estágio de Potência do Conversor .	115
2.4.9	Dimensionamento do Compensador de Corrente Média. .	119
2.4.10	Resultados obtidos por simulação	119
2.5	Experimentação	121
2.5.1	Formas de onda em Malha Aberta	124
2.5.2	Curva de Rendimento	127
2.5.3	Ganho Estático e Conteúdo Harmônico das Correntes das Fontes.....	130
2.5.4	Comportamento Dinâmico em Malha Fechada	132
2.6	Conclusão Parcial	134
3	Conversor empregando Grampeamento Ativo	137
3.1	Introdução.....	137
3.2	Análise Qualitativa e Quantitativa	137
3.2.1	Estados Topológicos	139
3.2.2	Característica Externa do Conversor.....	144
3.2.3	Potência Aparente do Transformador e Fator de Potência	155
3.2.4	Análise da Comutação	160
3.2.5	Modelagem Dinâmica das Plantas de Corrente	169
3.3	Análise voltada ao dimensionamento	188
3.3.1	Dimensionamento dos Semicondutores	188
3.3.2	Dimensionamento dos Capacitores de Grampeamento ...	190
3.3.3	Dimensionamento dos Indutores Auxiliares	196
3.3.4	Dimensionamento do Transformador.....	198
3.3.5	Estratégia de Controle do Conversor.....	200
3.4	Metodologia de Projeto	203
3.4.1	Ponto de Operação Nominal	203
3.4.2	Indutores Auxiliares	204
3.4.3	Transformador	205
3.4.4	Capacitores de Grampeamento	205
3.4.5	Interruptores	206
3.4.6	Projeto dos Compensadores de Corrente	207
3.5	Exemplo de Projeto.....	212
3.5.1	Dimensionamento do Estágio de Potência do Conversor .	213

3.5.2	Dimensionamento dos Compensadores de Corrente	218
3.5.3	Validação do Projeto	226
3.6	Resultados Experimentais	231
3.7	Conclusão Parcial	236
4	Comparação entre o conversor DAB e os conversores propostos	239
4.1	Conclusão	247
5	Conclusão	249
	Referências Bibliográficas	255
	Anexo A – Publicações	265
	Apêndice A – Modelagem Dinâmica da Planta de Corrente do Conversor Proposto com Grampeamento Passivo	283
	Apêndice B – Determinação do Valor Eficaz de uma Forma de Onda Trapezoidal	291
	Apêndice C – Determinação dos Valores das Correntes nos Componentes do Conversor DPP	297
	Apêndice D – Determinação dos Esforços de Corrente nos Semicondutores e Conteúdo Harmônico da Corrente das Fontes do Conversor DAB	311
	Apêndice E – Matrizes da Modelagem em Variáveis de Estado do Conversor com Grampeamento Ativo	323

1 Revisão Bibliográfica e Proposta da Tese

A revisão bibliográfica abordará, primeiramente, as aplicações em que conversores CC-CC bidirecionais e isolados são necessários, destacando a importância do isolamento galvânico e da baixa ondulação de corrente imposta às fontes que estes interligam. Posteriormente, serão apresentadas as principais topologias de conversores CC-CC bidirecionais e isolados. Por fim, a proposta e a estrutura da tese são expostas.

1.1 Aplicações empregando Conversores CC-CC Bidirecionais e Isolados

Em diversas aplicações comerciais e industriais há a necessidade de armazenar energia em algum dispositivo para usá-la posteriormente. Por exemplo, centrais telefônicas devem continuar a operar mesmo quando o fornecimento de energia através da rede elétrica é cessado.

A Figura 1.1 apresenta duas arquiteturas de fonte ininterrupta de energia. Na Figura 1.1(a), é ilustrada a arquitetura de uma fonte ininterrupta de energia normalmente empregada. Neste sistema, enquanto há disponibilidade da rede, a energia proveniente da rede é processada por um retificador e disponibilizada num barramento de corrente contínua que pode ser fornecida à carga através de um inversor de tensão ou armazenada numa bateria ou banco de baterias. Os transformadores de baixa frequência são usados para manter o banco de baterias galvanica-

mente isolado da rede. Em caso de indisponibilidade da rede, a energia previamente armazenada na bateria é fornecida à carga. Normalmente a carga e descarga da bateria é realizada diretamente a partir do barramento CC, entretanto, apesar de simples, este método não propicia as melhores condições para manter a vida útil do banco de baterias longa. Além disto, o valor da tensão do barramento CC é elevado, maior que a tensão de linha fornecida pelo transformador de entrada, e baterias tem tensão reduzida, entorno de 12 volts, portanto, a fim de interligar o banco diretamente ao barramento, é necessário conectar várias baterias em série. Para manter este número reduzido, a tensão fornecida pelo transformador deve ser ajustada adequadamente, geralmente para um valor menor que o da rede, entretanto, isto eleva os esforços de corrente dos semicondutores do inversor e do retificador. Uma alternativa a essa configuração é proposta por [24] e ilustrada pela Figura 1.1(b). Nesta configuração, o funcionamento é muito semelhante ao descrito anteriormente mas a isolamento do banco de baterias ao barramento CC é realizado através de um conversor CC-CC bidirecional isolado em vez de empregar dois transformadores volumosos de baixa frequência.

Outra área de aplicação em que o armazenamento de energia é necessário é na área automotiva. Nos últimos anos, veículos elétricos apresentam uma alternativa cada vez mais atraente com relação aos veículos movidos a motor de combustão interna devido à alta emissão de poluentes no ar e à baixa eficiência que estes apresentam. No entanto, a popularização da propulsão puramente elétrica ainda não é possível devido à baixa densidade volumétrica de potência das tecnologias de baterias disponíveis com relação a da gasolina. Isso restringe o alcance do veículo elétrico a trechos curtos como áreas urbanas.

Em contrapartida, veículos movidos a células a combustível oferecem maior autonomia, elevada eficiência e produção de energia limpa. A Figura 1.2 ilustra arquiteturas de sistemas de propulsão de um veículo movido a célula combustível [25–28]. No caso do sistema da Figura 1.2(a), o elemento armazenador de energia é normalmente uma bateria. A célula a combustível fornece energia ao barramento CC e este, por sua vez, fornece esta energia ao motor elétrico. Usualmente, a tensão fornecida pela célula a combustível é entorno de 40 volts e a tensão do barramento CC é regulada entre 250 à 400 volts, portanto, entre a célula a combustível e o barramento CC é necessário um conversor

CC-CC para adaptação da tensão. Este conversor pode ser unidirecional pois a célula a combustível não tem capacidade de armazenamento de energia. A célula a combustível não fornece sua potência nominal durante o início de seu funcionamento, portanto, em seu lugar, uma bateria é empregada durante os primeiros segundos de uso do veículo. Após este intervalo inicial, a célula a combustível fornecerá toda energia necessária para propulsionar o veículo e para recarregar a bateria. Durante a frenagem do veículo, se a energia cinética do veículo for convertida novamente em energia elétrica e reaproveitada posteriormente para acelerá-lo, sua eficiência e autonomia aumentarão, entretanto, para isso é necessário armazená-la na bateria.

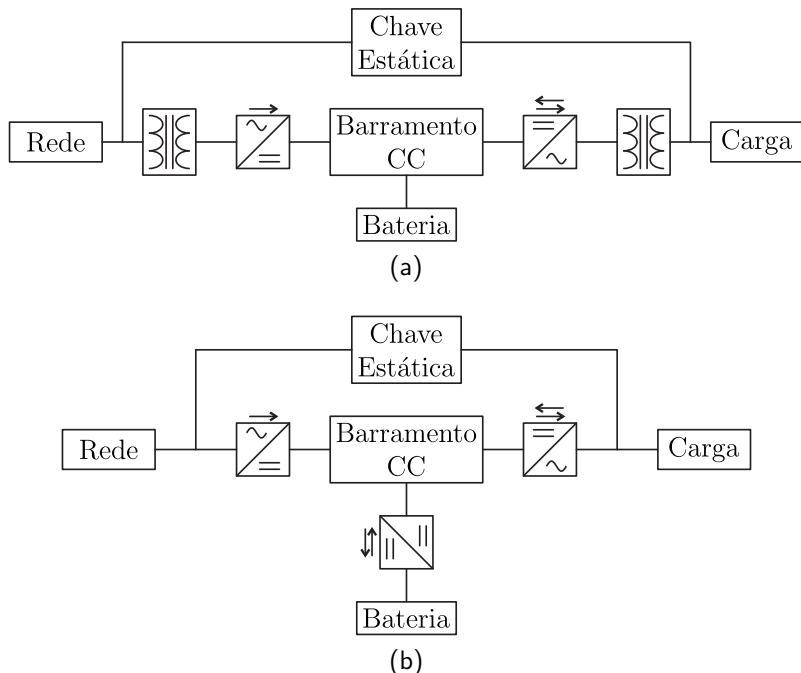


Figura 1.1. Arquiteturas empregadas em fonte ininterrupta de energia (a) sem conversor CC-CC bidirecional isolado e (b) com conversor CC-CC bidirecional isolado.

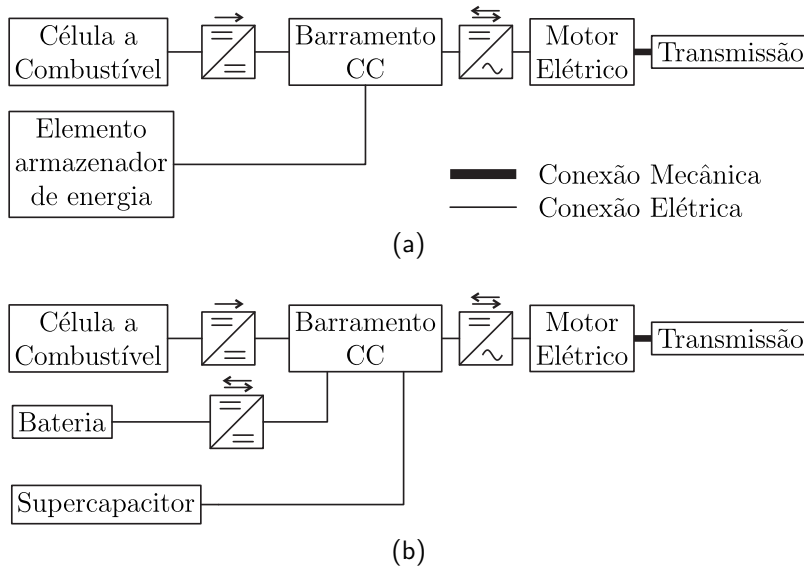


Figura 1.2. Sistemas de propulsão automotiva empregando célula à combustível e supercapacitores e/ou baterias.

Em [29], é demonstrado que um sistema de armazenamento de energia misto, bateria e supercapacitor, apresenta praticamente mesmo custo que um sistema usando apenas baterias, entretanto, no último, a bateria deve absorver toda energia regenerada por frenagens, submetendo-a a elevados transitórios de corrente e, por conta disso, diminuindo sua vida útil. Por outro lado, o sistema misto permite que esses transitórios sejam absorvidos, preferencialmente, pelo supercapacitor e posteriormente reutilizada na reaceleração do automóvel ou na carga controlada da bateria. Neste caso, um conversor CC-CC bidirecional deve interligar o banco de baterias ao barramento CC a fim de controlar sua recarga e descarga. O supercapacitor pode ser conectado diretamente ao barramento, no entanto, a tensão no barramento deverá variar para que este absorva a energia a ser regenerada. Isto faz com que os conversores CC-CC e CC-CA presentes no sistema sejam projetados para uma faixa de ganho estático maior do que se a tensão do barramento fosse fixa. Isso resulta que seus semicondutores devem suportar esforços de tensão e corrente maiores e seus componentes passivos sejam

mais volumosos. Se o supercapacitor for interligado ao barramento por um conversor CC-CC, apenas o ganho estático deste conversor variará devido à regeneração de energia.

Apesar das vantagens de veículos movidos a célula a combustível, um dos maiores empecilhos a sua popularização é a necessidade de uma rede de distribuição de um novo combustível, o mais promissor sendo o hidrogênio. Além disto, apesar da geração de energia usando célula a combustível ser limpa e eficiente, o processo de produção do hidrogênio mais atraente financeiramente emprega combustíveis fosseis, emite poluentes e é menos eficiente que motores de combustão interna.

Atualmente, a opção mais comum de veículos com tração elétrica são os veículos híbridos. Nestes veículos, um motor de combustão interna ainda é empregado, no entanto, este move o veículo em conjunto com um motor elétrico para melhorar a eficiência energética.

A Figura 1.3 apresenta as principais arquiteturas de sistemas de propulsão empregadas [30].

No caso da arquitetura série, Figura 1.3(a), toda energia disponibilizada pelo motor a combustão é convertida em energia elétrica e armazenada num barramento CC, geralmente com tensão maior de 200 volts, através de um alternador. Dependendo da situação, uma parcela desta energia pode ser armazenada numa bateria através de um conversor CC-CC. O restante da energia é usada para mover o veículo usando motores elétricos acionados por inversores.

Na arquitetura paralela, Figura 1.3(b), o motor é conectado diretamente a transmissão e o motor elétrico o auxilia em condições especiais usando a energia armazenada nas baterias. Neste caso não há transferência de energia entre o motor de combustão interna e o barramento CC através de um alternador.

A terceira arquitetura, Figura 1.3(c), combina as duas primeiras arquiteturas. Em todos os casos, durante uma frenagem, a energia cinética do veículo pode ser convertida em energia elétrica e armazenada em baterias a fim de melhorar a eficiência do sistema de propulsão. Supercapacitores interligados ao barramento CC também podem ser empregados para aumentar a vida útil do banco de bateria da mesma forma que no veículo movido a célula a combustível.

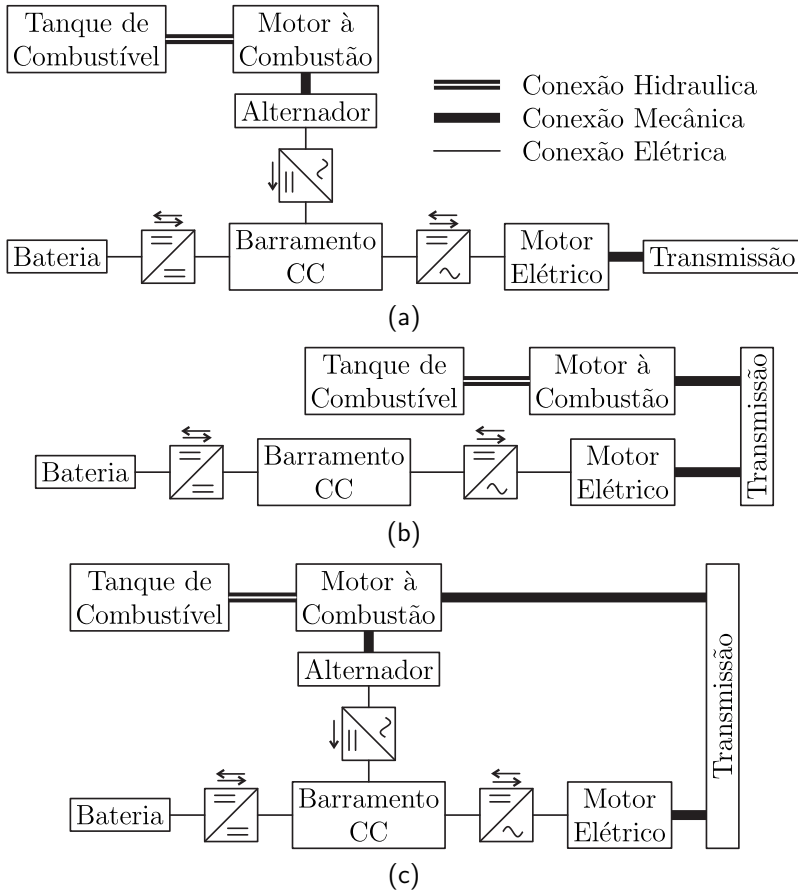


Figura 1.3. Principais arquiteturas de sistema de propulsão de veículos híbridos : a) arquitetura série, b) arquitetura paralela e c) arquitetura série-paralela.

Baseado nas aplicações automotivas expostas, percebe-se que as tensões dos sistemas de energia elétrica de veículos são maiores que o convencional 14 volts. Isso não é restrito às tecnologias novas. Há uma tendência em aumentar a tensão do sistema de energia elétrica dos convencionais veículos com combustão interna. Inicialmente, as cargas elétricas dos automóveis eram basicamente iluminação e sinalização. Com o desenvolvimento da eletrônica nas últimas décadas, outras cargas foram adicionadas aos automóveis tanto voltados ao conforto do usuário, como ar condicionado e sistema de áudio, quanto voltados a segurança, como sistema de frenagem anti-derrapagem e direção elétrica. Com este aumento, os cabos elétricos são especificados com espessura maior resultando em custo e peso adicional ao veículo.

Um novo padrão proposto por algumas grandes firmas automotivas é adotar a tensão de 42 volts [31–33]. Este valor permite que mesmo durante transitórios, as tensões não excedam o limite de segurança de 60 volts [34]. No entanto, essa transição não poderá ocorrer instantaneamente ou integralmente pois há muitos componentes que são fabricados para operar em 14 volts como motores de pequena potência e, até mesmo, que apresentam desempenho melhor nesses níveis como iluminação, convencional e a *LED*.

Uma forma de possibilitar esta mudança é empregar um sistema provisório com disponibilidade de duas tensões: 14 e 42 volts conforme ilustrado na Figura 1.4.

O alternador e as cargas maiores são conectados ao barramento de 42 volts e as cargas menores ao barramento de 14 volts. Há duas formas de prover o barramento de 14 volts: a) um conversor CC-CC unidirecional é usado para gerar este barramento a partir do barramento de maior tensão, Figura 1.4(a), e b) empregar uma bateria de 14 volts e um conversor CC-CC bidirecional para interligá-la à bateria de 42 volts, Figura 1.4(b). A primeira opção necessita de um conversor unidirecional e de apenas uma bateria, no entanto, o conversor deverá sempre operar para alimentar as cargas conectadas ao barramento de baixa tensão, até mesmo com o motor desligado, e caso ocorra descarga exagerada da bateria, o motor de arranque não funcionará. Entretanto, a segunda opção possibilita que as cargas de baixa tensão sejam alimentadas pela bateria de 14 volts não importando o estado do veículo ou do conversor estático. Portanto, mesmo que se o sistema de áudio ou

de iluminação sejam esquecidos ligados, isto não afetará na partida do motor de combustão. Além disto, durante estes eventos, a bateria de 14 volts pode fornecer energia ao barramento de 42 volts, equilibrando os esforços de corrente entre as baterias.

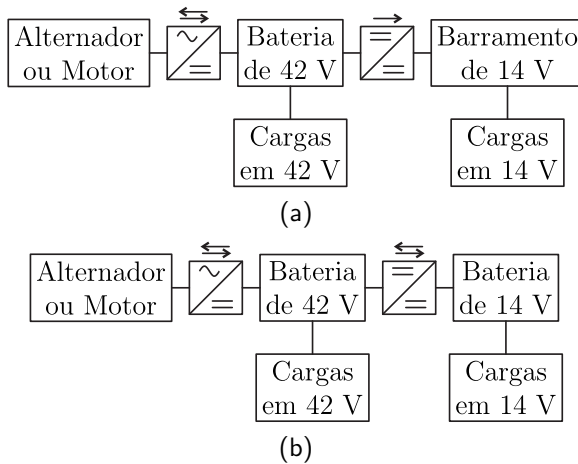


Figura 1.4. Sistema automotivo de energia com duas baterias de tensões distintas: a) empregando conversor CC-CC unidirecional e b) conversor CC-CC bidirecional e bateria de 14 volts.

Nos casos apresentados, conversores CC-CC bidirecionais, além de permitirem flexibilidade aos projetos, são essenciais para prolongar a vida útil do banco de baterias, por muitas vezes um dos componentes mais custosos dos exemplos apresentados. Se a carga e descarga das baterias forem realizadas com baixa ondulação de corrente, sua vida útil estende ainda mais. A ondulação de corrente também influencia na vida útil e no valor da capacitância do banco de capacitores do barramento CC e de supercapacitores. De forma geral, filtros de corrente podem ser empregados para manter essa ondulação em valores aceitáveis, entretanto, isto aumenta o volume, peso e perda do sistema de armazenamento de energia, propriedades que devem ser minimizadas principalmente no caso automotivo. Portanto, topologias de conversores que apresentam corrente com baixa ondulação são extremamente interessantes. Isolamento galvânico entre os barramentos pode ser necessário para proporcionar a segurança contra choque elétrico ao

usuário, proteção ao equipamento e outros componentes do sistema e, no caso em que suas tensões são muito distintas, permitir que os semicondutores dos conversores estáticos operem com esforços de tensão e corrente menores.

1.2 Topologias de Conversores CC-CC Bidirecionais e Isolados

Muitas topologias de conversores CC-CC bidirecionais isolados foram propostas nas últimas duas décadas devido à importância das aplicações citadas. Normalmente, topologias bidirecionais são geradas a partir de topologias unidirecionais substituindo os diodos do lado secundário do transformador por transistores como, por exemplo, o conversor bidirecional *flyback* ilustrado na Figura 1.5(a). Esta topologia apresenta o número mínimo necessário de componentes para formar um conversor estático, no entanto, a comutação de seus semicondutores gera sobretensão nos mesmos devido ao fluxo disperso do transformador, e, portanto, é necessário circuitos grameadores para manter essas tensões em níveis aceitáveis. Grameadores dissipativos e semi-regenerativos são muito empregados devido à sua simplicidade para projetá-los e por não interferir nas etapas de operação do conversor, contudo, toda ou, ao menos, uma parcela da energia absorvida por estes é desperdiçada, diminuindo a eficiência do conversor. Para aumentar seu rendimento, técnicas de comutação suave *Zero Voltage Switching* (ZVS) e *Zero Current Switching* (ZCS) são usadas. No caso da técnica ZVS [35], é adicionado um interruptor auxiliar e um capacitor de grameamento para cada interruptor principal, conforme é ilustrado na Figura 1.5(b). Já no caso da técnica ZCS, é necessário um enrolamento terciário no transformador, apenas um capacitor de grameamento e um [36] ou dois [37] interruptores auxiliares. No caso de dois interruptores, Figura 1.5(c), a topologia é simétrica e, por consequência, o seu funcionamento também o é. No outro caso, há apenas um interruptor adicional, Figura 1.5(d), contudo o conversor apresentará desempenhos diferentes dependendo do sentido do fluxo de potência.

Como desvantagens, estas topologias apresentam alta ondulação de corrente em ambas as fontes e um transformador volumoso devido à operação em apenas um quadrante da curva de histerese.

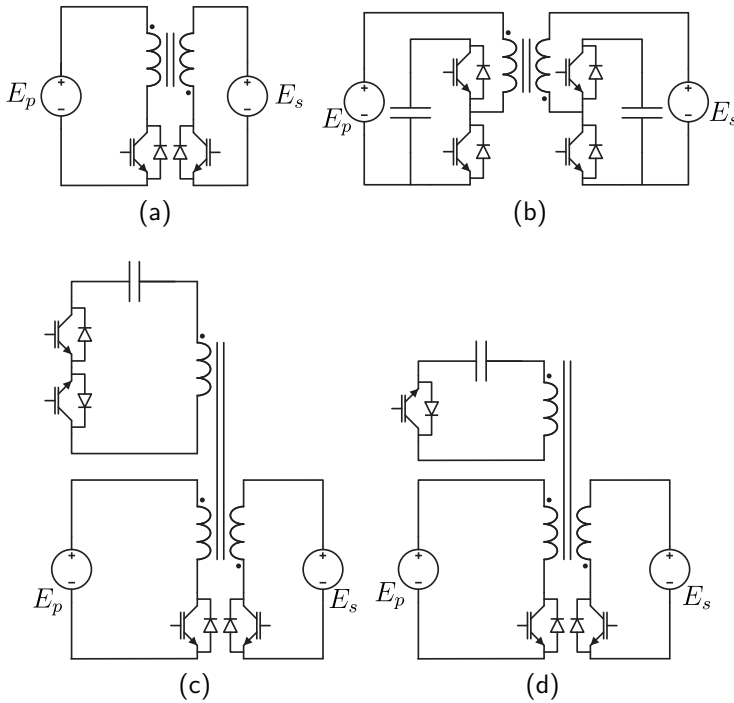


Figura 1.5. Topologias de conversores CC-CC bidirecionais Flyback: a) convencional, b) comutação ZVS, c) comutação ZCS com dois interruptores auxiliares e d) comutação ZCS com um interruptor auxiliar.

As topologias de conversor CC-CC bidirecional Cùk, ilustradas na Figura 1.6, apresentam baixa ondulação de corrente em ambas as fontes. Entretanto, necessitam de capacitores que devem suportar um elevado esforço de corrente. As comutações de seus interruptores também geram sobretensões cujo valor máximo deve ser controlado por circuitos grampeadores. Em [1], é empregado um circuito grampeador regenerativo. Sendo este circuito adicionado nos dois lados do conversor, a topologia ainda é simétrica.

A Figura 1.7 ilustra topologias de conversores CC-CC bidirecionais SEPIC. A versão convencional do conversor, Figura 1.7(a), requer apenas um capacitor para bloqueio de componente contínua de corrente nos enrolamentos do transformador, em contrapartida, pro-

porciona baixa ondulação de corrente apenas a uma das fontes que este interliga. Em [38], é proposta uma versão que adota grampeamento ativo para controle do valor máximo da tensão sobre os interruptores e regeneração da energia relacionada ao fluxo disperso.

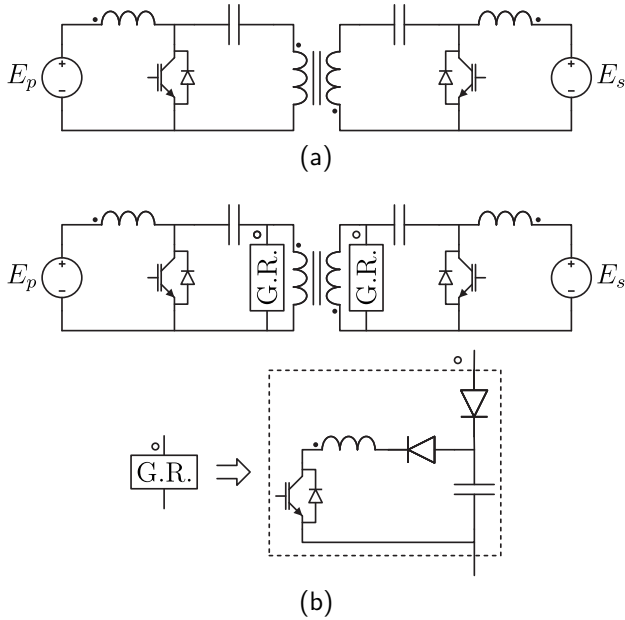


Figura 1.6. Topologias de conversores CC-CC bidirecionais Cùk: a) convencional, b) comutação ZCS com dois interruptores auxiliares [1].

O número de interruptores principais das topologias apresentadas até esse ponto é reduzido, contudo, isto as restringe a aplicações de baixa potência. Além disto, para que a energia seja transferida de uma fonte para a outra, é necessário que esta seja armazenada em um elemento passivo do conversor, no transformador ou em capacitores, durante uma etapa de operação para que na etapa seguinte seja fornecida à fonte de destino, requerendo assim componentes volumosos.

Uma segunda forma de gerar topologias de conversores CC-CC bidirecionais é combinar células de comutação de inversores de tensão e de retificadores de corrente. Combinações de células de comutação de inversores ponte completa ou meia-ponte com célula de comutação de retificador ponte completa, conforme ilustrado pela Figura 1.8, são

comuns em aplicações de maior potência e tensão. Da mesma forma que na topologia SEPIC, estas topologias proporcionam baixa ondulação de corrente a apenas uma das fontes, no entanto, há a opção de usar outros métodos de prevenção à saturação do transformador além do método empregando capacitor de bloqueio CC. Além disso, a frequência no filtro de saída é o dobro da frequência de chaveamento, resultando em componentes passivos menores. A célula de comutação de inversor não necessita de circuito grameador pois a tensão sobre seus interruptores é grameada por si mesma. No entanto, a célula de comutação do retificador ainda necessita de um circuito grameador. Na literatura, há vários métodos propostos [2–8] empregando circuitos grameadores regenerativos e técnicas de modulação.

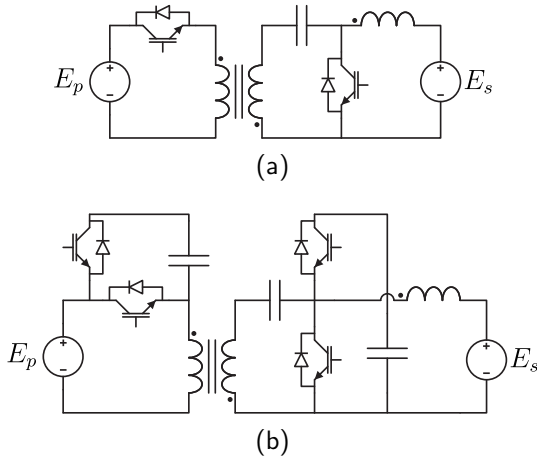


Figura 1.7. Topologias de conversores CC-CC bidirecionais SEPIC: a) convencional, b) comutação ZVS.

Aplicações em que os níveis de tensão das fontes são distintos, os semicondutores do lado do conversor da fonte de menor tensão, geralmente o lado da célula de comutação do retificador, apresentam esforços de corrente maior. Portanto, quanto menor o número de semicondutores do caminho de circulação desta corrente, menor será sua perda por condução. Portanto, o emprego de células de comutação retificador com ponto médio [9–11] ou célula *Doubler Current Rectifier* (DCR) [12–14] podem apresentar melhor desempenho com relação a

perda por condução se comparada a célula de comutação ponte completa por terem a metade do número de semicondutores. Entretanto, neste caso, seus semicondutores devem suportar no mínimo o dobro da tensão da fonte e o emprego de circuito de grampeador de tensão ainda é necessário. A Figura 1.9 ilustra algumas configurações propostas.

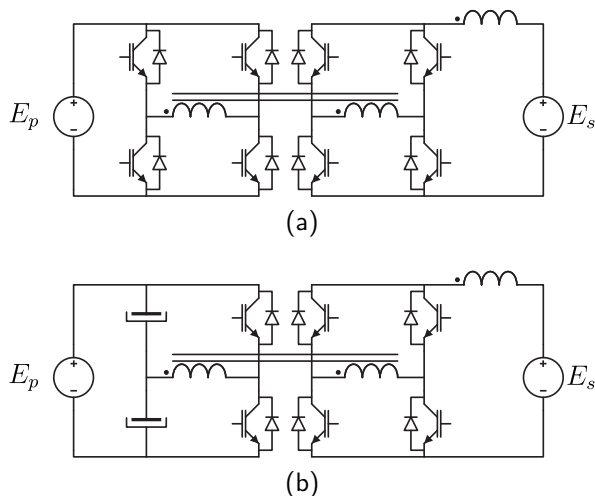


Figura 1.8. Topologias de conversores CC-CC bidirecionais empregando pontes de interruptores: a) ponte completa - ponte completa [2–5], b) meia-ponte - ponte completa [6–8].

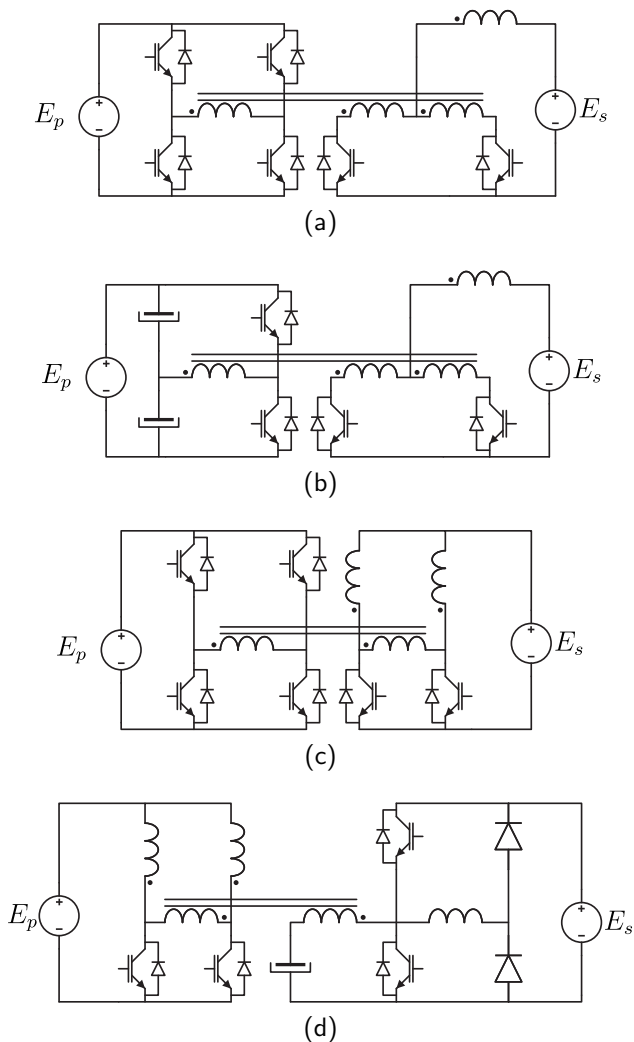


Figura 1.9. Topologias de conversores CC-CC bidirecionais empregando pontes de interruptores e célula de comutação *push-pull*, ou *doubler current rectifier* (DCR) : a) ponte completa - retificador com ponto médio [9], b) meia-ponte - retificador com ponto médio [10,11] c) ponte completa - DCR [12,13] e d) meia-ponte - DCR [14].

Para os casos de baixa potência e baixa tensão, a versão bidirecional do conversor *push-pull*, ilustrado pela Figura 1.10, é usado. Suas principais vantagens são que há no máximo dois semicondutores no caminho da corrente e o comando dos semicondutores do mesmo lado têm referência comum, necessitando de circuitos de comando simples. Suas desvantagens são que a tensão nos semicondutores é o dobro da tensão da fonte, necessita de circuito de grampeamento de tensão nos dois lados do conversor e o controle eficiente da saturação do transformador de ser realizado ativamente.

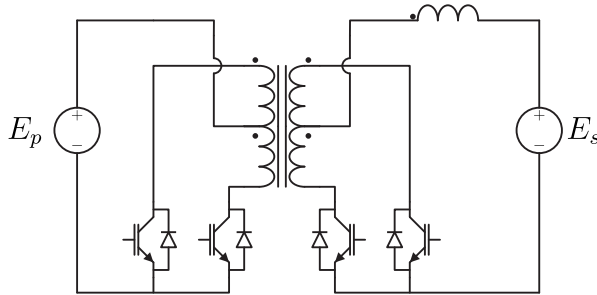


Figura 1.10. Topologia de conversor CC-CC bidirecional *push-pull*.

Uma terceira forma de gerar topologias isoladas de conversores bidirecionais é empregar duas células de comutação de inversor de tensão, uma conectada a cada enrolamento do transformador. Para prevenir a saturação do núcleo do transformador, são adicionados capacitores em série com os seus enrolamentos impossibilitando a circulação de componente contínua de corrente nestes. Os interruptores são comandados com a mesma frequência de chaveamento. O controle do fluxo de energia entre as fontes é comumente realizado através do ângulo de defasagem das tensões geradas nas duas células. O valor máximo de potência que pode ser processado é limitado pela indutância de dispersão do transformador, contudo, geralmente é adicionado um indutor auxiliar em série com um dos enrolamentos. Isso possibilita que o conversor opere em condições que apresente melhor eficiência.

Em [15], é proposta a topologia que adota duas células de comutação ponte completa conforme ilustrado pela Figura 1.11(a). Este conversor é nomeado como *Dual Active Bridge* (DAB). As principais vantagens desta topologia são que a tensão sobre os interruptores é li-

mitada à tensão da fonte, seus componentes são de pequeno volume e há comutação ZVS em todos os interruptores, no entanto, isto ocorre apenas para ganho estático unitário e enquanto o conversor opera com carga considerável. Além disto, há elevado valor de potência reativa circulante nos componentes do conversor e nas fontes. Vários estudos foram realizados para melhorar eficiência do conversor empregando novas estratégias de modulação [39–50], no entanto, aumentando a complexidade da operação do conversor.

Em [17], é proposta a composição de uma topologia usando duas células de comutação meia-ponte, denominada *Dual active Half Bridge* (DHB) e apresentada pela Figura 1.11(b). Esta topologia apresenta comutação ZVS e tem a metade de interruptores que a topologia DAB, contudo, necessita de um divisor capacitivo formado por capacitores de elevada capacitância e que deverão suportar um alto esforço de corrente, portanto, componentes volumosos. Além disso, o transformador é alimentado com tensão igual a metade da tensão da fonte e, por consequência, o valor eficaz da corrente dos enrolamentos e de seus interruptores é o dobro comparado ao caso do DAB nas mesmas condições. A corrente das fontes também apresenta um elevado conteúdo harmônico.

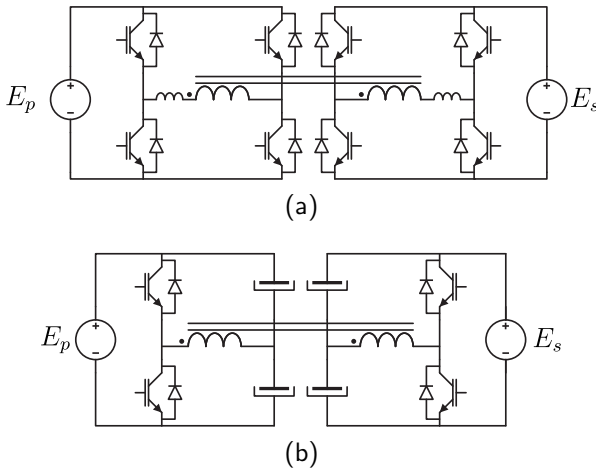


Figura 1.11. Topologias de conversores CC-CC bidirecionais empregando pontes de interruptores e modulação *phase-shift*: a) *Dual Active Bridge* (DAB) [15–17], b) *Dual Half-Bridge* (DHB) [17].

Duas topologias com princípio de funcionamento semelhante ao DHB são propostas em [18, 19]. Nestas topologias, ilustradas pela Figura 1.12, a célula de comutação do conversor *boost* é integrada à do inversor de um ou ambos os lados. Sua principal vantagem é fornecer correntes com reduzido conteúdo harmônico às fontes. Entretanto, a tensão sobre seus interruptores é o dobro do valor da tensão da fonte.

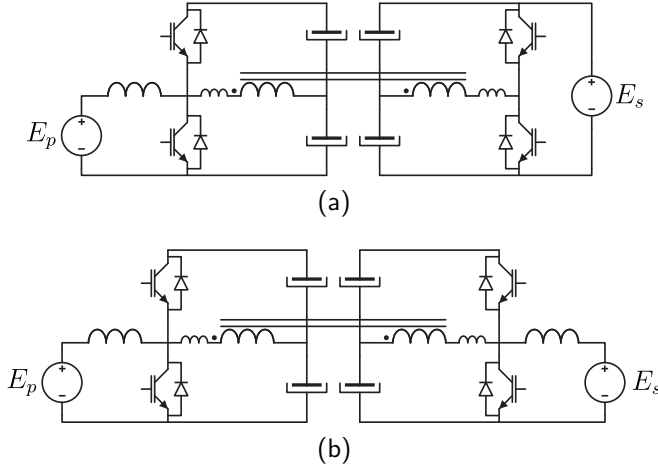


Figura 1.12. Topologias de conversores CC-CC bidirecionais empregando pontes de interruptores e modulação *phase-shift* com entrada ou/e saída em corrente: a) entrada em corrente - saída em tensão [18] e b) entrada e saída em corrente [19].

No caso anterior, DAB e DHB e suas topologias derivadas, o valor da capacitância do capacitor de bloqueio CC é elevado para que a tensão neste não varie ao longo do período de chaveamento. Desta maneira, a forma de onda da corrente nos enrolamentos são retas com inclinação dependente da tensão da fontes e do valor das indutâncias de dispersão do transformador. Ao diminuir o valor desta capacitância, a tensão no capacitor apresentará uma variação e a forma de onda da corrente nos enrolamentos não será mais composta por retas mas sim por trechos de senoides. Neste caso, o conversor é denominado conversor ressonante. Normalmente, a potência processada pelo conversor é controlada através da frequência de chaveamento dos interruptores apesar de ainda ser possível empregar a modulação por defasagem. Contudo, a

faixa de potência em que os interruptores apresentam comutação suave é mais larga quando se emprega modulação por frequência permitindo a operação do conversor com frequência de chaveamento mais elevada, resultando em componentes de menor volume.

Uma forma para compreender a transferência da energia processada pelo conversor é representar as pontes de transistores por duas fontes de tensão de corrente alternada e o transformador e capacitor de bloqueio CC por um circuito com elementos reativos com resposta em frequência característica de filtro passa-faixa. Nessa concepção, uma fonte fornece energia à outra através da impedância que as interliga. Variando a frequência de chaveamento, varia-se o valor desta impedância e, por consequência, varia-se o valor de potência processada.

Apesar de apresentar comutação suave, o valor de energia reativa circulante nos componentes do conversor é elevado, apresentando assim uma também elevada perda por condução. Retificação síncrona é empregada para reduzir essa perda em diversos estudos onde se emprega essa topologia à aplicações unidirecionais [51–53], no entanto, apesar de possível, a operação do conversor com fluxo bidirecional de potência não é abordada nestas publicações.

A versão bidirecional do conversor ressonante LLC convencional, ilustrada pela Figura 1.13(a), é proposta em [20] e estudada mais detalhadamente em [54]. O princípio de funcionamento e bom desempenho de sua versão unidirecional são preservados quando a versão bidirecional processa fluxo de potência no sentido convencional, no entanto, seu funcionamento muda quando transfere energia no sentido contrário devido a assimetria da topologia.

Para que a eficiência do conversor não altere demasiadamente, componentes passivos são adicionados ao tanque ressonante. Em [21], é adicionado um capacitor ressonante em série com enrolamento primário do transformador conforme apresentado na Figura 1.13(b). O tanque ressonante é gerado a partir da combinação de duas configurações de topologia unidirecionais visando propiciar comutação suave em todos os interruptores independente do sentido do fluxo de energia. Contudo, a reversibilidade do fluxo de potência não é automática. Em [22], é apresentada uma metodologia de projeto dos componentes de maneira que a topologia apresente simetria com relação ao princípio de funci-

onamento e para que a reversão do sentido da potência seja realizada suavemente. Em [23], é adicionado um indutor auxiliar em paralelo com o enrolamento secundário conforme ilustra a Figura 1.13(c), obtendo assim outra topologia simétrica. No entanto, a perda por condução aumenta com a adição destes componentes. Além disso, a elevada ondulação de corrente nas fontes é preservada.

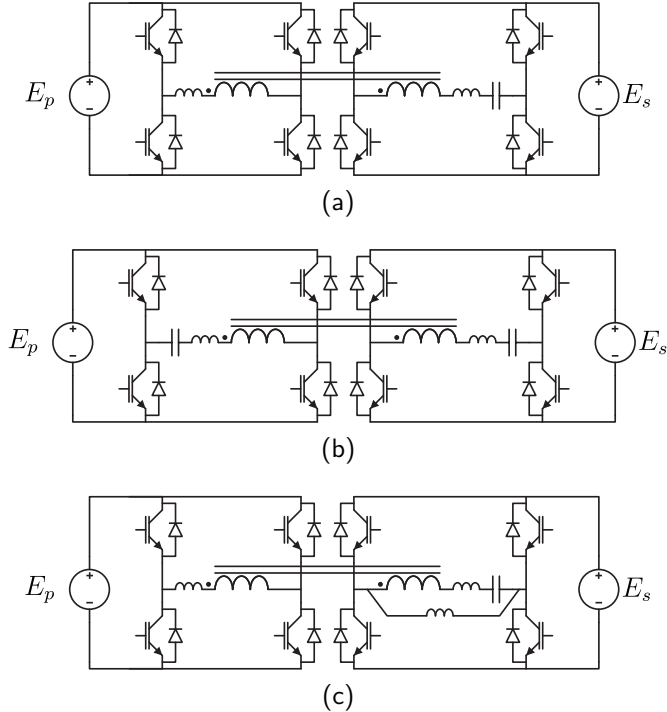


Figura 1.13. Topologias de conversores CC-CC bidirecionais ressonantes: a) LLC ressonante [20] e b) CLLC ressonante [21, 22] e c) LLC ressonante com indutor auxiliar [23].

Baseado no exposto, é possível verificar que há apenas duas topologias de conversor CC-CC isolado e simétrico que fornecem corrente com baixa ondulação às fontes sem filtros adicionais: A versão bidirecional da topologia Cúk e a topologia derivada do conversor DHB proposta por [19]. Além da baixa ondulação, a simetria possibilita uma operação do conversor simples devido ao princípio de funcionamento ser indepen-

dente do sentido de fluxo de energia. Entretanto, para especificações de potência mais elevadas, essas topologias podem apresentar valores de eficiência insatisfatórios devido à elevação da perda de condução nos seus componentes, principalmente nos semicondutores.

1.3 Proposta da Tese

O objetivo geral deste trabalho é a proposta de duas topologias simétricas de conversores CC-CC bidirecionais com isolamento galvânico que apresentem baixa ondulação de corrente as fontes que interconectam e menor esforço de corrente em seus semicondutores. Os objetivos específicos com relação a cada topologias são os seguintes:

- Descrição das etapas de operação;
- Obtenção da característica externa ou ganho estático do conversor;
- Determinação dos esforços de tensão e corrente dos componentes em função do ponto de operação;
- Obtenção de um modelo dinâmico do conversor para controle da potência processada.
- Elaboração de uma metodologia de projeto tanto do parte de potência quanto da parte de compensação das grandezas de interesse;
- Projetar e construir um protótipo para comprovar os resultados obtidos pela análise teórica e;
- Comparação com o conversor DAB, evidenciando as performance referente às figuras de mérito definidas.

A topologia a ser estudada inicialmente é apresentada na Figura 1.14. Sua concepção é obtida a partir de uma das topologias unidirecionais apresentada em [55] e seus interruptores são acionados usando modulação por largura de pulso. Tanto a corrente na fonte do lado primário quanto a do lado secundário apresenta dois patamares, contudo, se o valor da razão cíclica dos sinais de comando dos interruptores

for restringida dentro de uma faixa de operação, o esforço de filtragem destas correntes será reduzido. Outras vantagens desta topologia são que os sinais de comando dos interruptores de cada lado têm referência comum, as correntes dos enrolamentos do indutor acoplado apresentam componente fundamental no dobro do valor da frequência de chaveamento dos interruptores e são necessários apenas 4 interruptores. A comutação de seus interruptores é dissipativa e é necessário o emprego de circuito de grampeamento passivo ou semi-regenerativo devido às indutâncias de dispersão do transformador para manter as tensões sobre esses em valores aceitáveis .

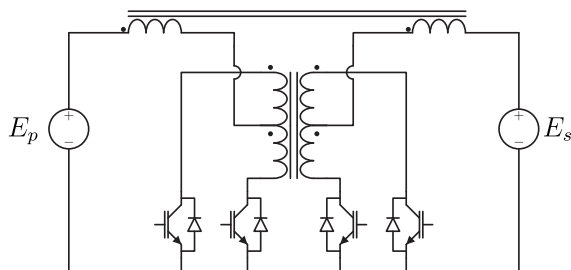


Figura 1.14. Topologia bidirecional do conversor *Flyback-Push-Pull* monofásico com grampeamento passivo.

Com objetivo de manter o valor máximo da tensão sobre os interruptores em níveis satisfatórios a fim de não danificá-los, pode ser necessário ajustar a perda nestes circuitos de grampeamento em valores muito elevadas, diminuindo assim o rendimento do conversor. Uma alternativa é empregar um circuito de grampeamento ativo. Para isto, é necessário empregar mais quatro interruptores auxiliares, um para cada interruptor principal e dois capacitores de grampeamento, um para cada lado do conversor. Desta forma, toda energia que antes era dissipada no circuito de grampeamento passa a ser regenerada para a fonte de entrada ou saída do conversor. Entretanto, a modulação por largura de pulso da forma que foi usada anteriormente não é mais aplicável ao conversor. Em vez disso, a modulação por defasagem de portadoras é escolhida para controlar o fluxo de potência do conversor. Com esse circuito e essa estratégia de modulação, a tensão sobre os interruptores pode ser controlada e ajustada para valores independentemente da potência processada pelo conversor. Além disso, idealmente, a topolo-

gia não mais requer um indutor acoplado, diminuindo assim o número de componentes magnéticos. O circuito desta topologia é apresentado pela Figura 1.15.

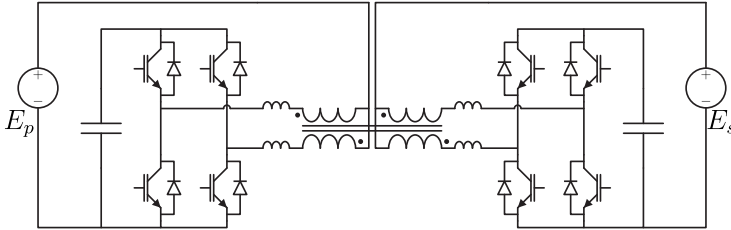


Figura 1.15. Topologia bidirecional conversor *Dual Push-Pull* com grampeamento ativo.

O documento é estruturado em quatro capítulos. O presente capítulo tratou da revisão bibliográfica e da proposta da tese. O segundo e terceiro capítulos tratam da descrição do princípio de operação, análise quantitativa, metodologia e exemplo de projeto e, por fim, experimentação do conversor com grampeamento passivo/semi-regenerativo e do conversor com grampeamento ativo, respectivamente. No quarto capítulo é realizada a comparação dos dois conversores propostos com o conversor DAB levando em consideração a ondulação de corrente, esforços de tensão e corrente e potência reativa dos capacitores.

2 Conversor empregando grampeamento passivo

2.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor com grampeamento passivo. A partir destas análises, expressões são obtidas para dimensionamento dos elementos do conversor. Uma metodologia de projeto é elaborada e demonstrada empregando-a num exemplo de projeto. A partir deste exemplo de projeto, um protótipo é construído e ensaiado. Por fim, os dados obtidos experimentalmente são apresentados para validar as análises.

2.2 Análise Qualitativa e Quantitativa

O diagrama esquemático do conversor a ser estudado neste capítulo é apresentado pela Figura 2.1.

A estratégia de modulação a ser empregada neste conversor consiste em comandar os interruptores T_{p1} e T_{p2} através de modulação de largura de pulso com razão cíclica que varia do valor nulo à unidade, contudo, os sinais de comando são defasados de 180° em relação um ao outro. Os sinais de comando dos interruptores T_{s1} e T_{s2} são respectivamente complementares aos dos interruptores T_{p2} e T_{p1} . A Figura 2.2 apresenta a geração dos pulsos de comando.

Verifica-se que há dois modos de operação distintos dependentes

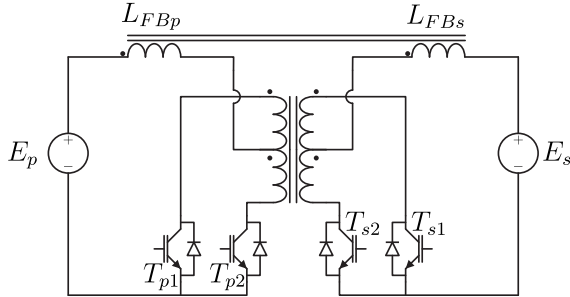


Figura 2.1. Conversor CC-CC bidirecional *Flyback-Push-Pull* alimentado em corrente.

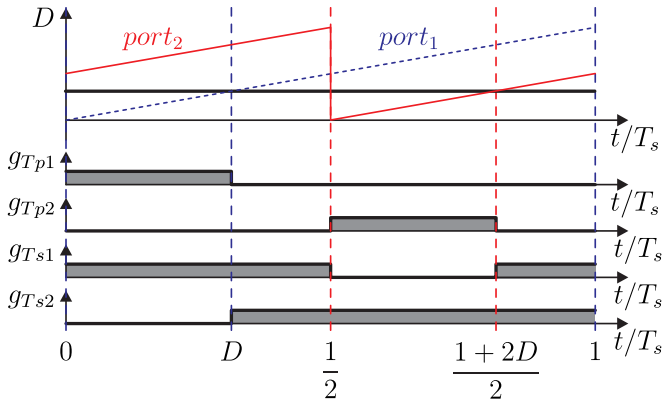


Figura 2.2. Formas de onda dos sinais portador e modulador usados para gerar os pulsos dos interruptores.

do valor da razão cíclica: um em que os interruptores T_{p1} e T_{p2} são sobrepostos e, outro, em que não o são. Além disto, há dois submodos que dependem da direção do fluxo de energia: do primário para o secundário e do secundário para o primário. O diagrama apresentado na Figura 2.3 define os modos de operação. A analogia com os conversores *Buck* e *Boost* se deve às semelhanças que o conversor proposto apresenta com relação às correntes de entrada e de saída serem contínuas ou descontínuas. Os subscritos p , primário, e s , secundário, definem o sentido do fluxo de energia.

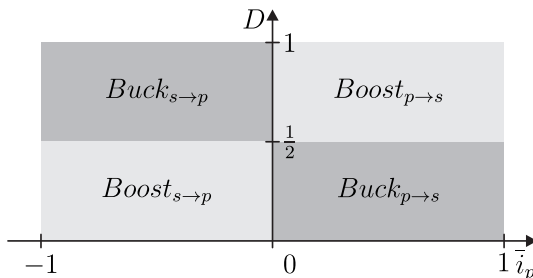


Figura 2.3. Diagrama dos modos de operação do conversor proposto.

2.2.1 Etapas de Funcionamento

Apenas dois modos de operação serão descritos em vez dos quatro existentes. Isto se deve à simetria da topologia e da estratégia de modulação. Os modos descritos serão os modos $Buck_{p \rightarrow s}$ e $Boost_{p \rightarrow s}$. O modo $Buck_{s \rightarrow p}$ é análogo ao modo $Boost_{p \rightarrow s}$. O mesmo ocorre com os modos $Buck_{p \rightarrow s}$ e $Boost_{s \rightarrow p}$.

2.2.1.1 Modo $Buck_{p \rightarrow s}$

No funcionamento do conversor no modo $Buck_{p \rightarrow s}$, serão apresentadas apenas a primeira e segunda etapa de funcionamento do conversor. A terceira e quarta etapa são análogas e podem ser obtidas substituindo-se os subíndices 1 e 2 nos designadores dos semicondutores por 2 e 1, respectivamente, nas descrições das primeiras etapas.

Primeira etapa de operação ($0 < t < DT_s$): Os interruptores T_{p1} e T_{s1} estão habilitados a conduzir, no entanto, o diodo D_{s1} conduz devido à polaridade da corrente i_s . A Figura 2.4(a) ilustra esta etapa de operação e a Figura 2.4(b) apresenta o circuito equivalente estabelecido. Através do circuito equivalente apresentado, pode-se observar que os enrolamentos L_{FBp} e L_{FBs} são conectados em série através do transformador *Push-Pull* e que as correntes i_p e i_s têm o mesmo formato.

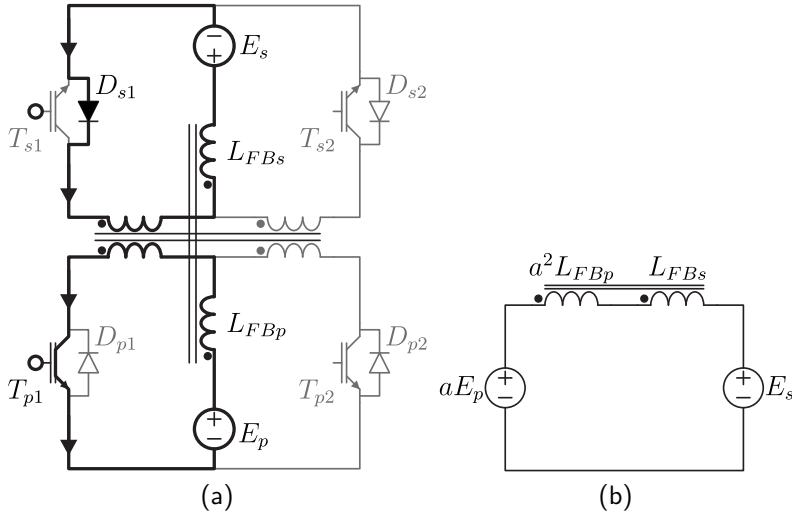


Figura 2.4. (a) Estado topológico e (b) circuito equivalente do conversor durante a primeira etapa de operação no modo Buck_{p→s}.

Segunda etapa de operação ($DT_s < t < 0,5T_s$): Os interruptores T_{s1} e T_{s2} estão habilitados a conduzir, no entanto, os diodos D_{s1} e D_{s2} conduzem devido à polaridade da corrente i_s . A Figura 2.5 (a) ilustra esta etapa de operação e a Figura 2.5 (b) apresenta o circuito equivalente estabelecido. Com os dois interruptores do lado primário bloqueados, não há caminho para circulação da corrente i_p e, portanto, nesta etapa, seu valor é nulo e a fonte E_p e o enrolamento L_{FBp} compõem um circuito em aberto. Por outro lado, o enrolamento L_{FBs} é conectado em série com a fonte E_s .

A Figura 2.6 apresenta a forma de onda dos sinais de comando dos interruptores e da corrente no lado primário e secundário do conversor.

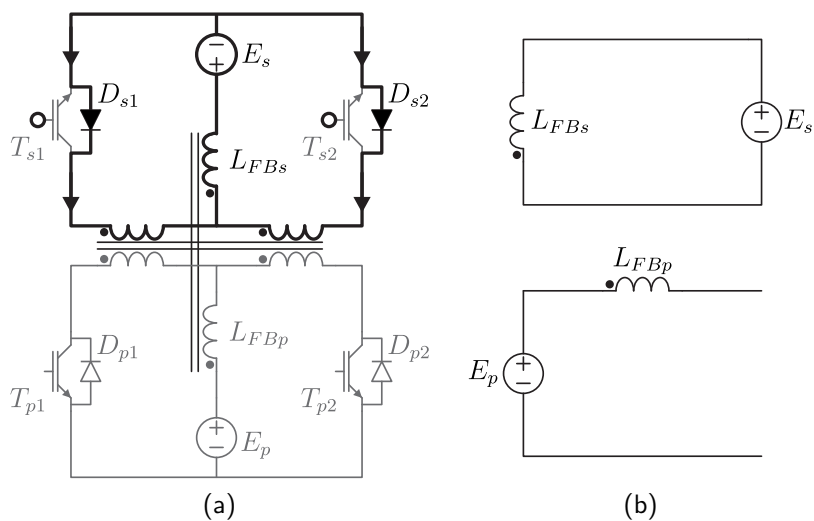


Figura 2.5. (a) Estado topológico e (b) circuito equivalente do conversor durante a segunda e quarta etapa de operação no modo Buck_{p→s}.

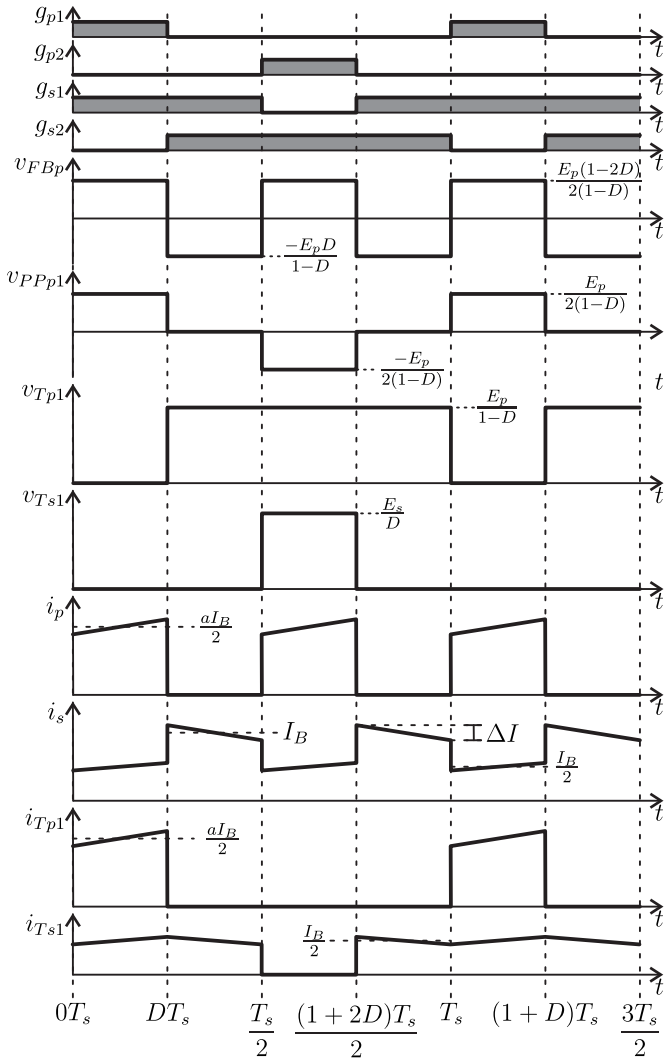


Figura 2.6. Principais formas de onda do conversor operando no modo Buck_{p→s}.

2.2.1.2 Modo $\text{Boost}_{p \rightarrow s}$

Na descrição das etapas de operação do conversor operando no modo $\text{Boost}_{p \rightarrow s}$, serão explanadas apenas a primeira e segunda etapa de operação. As duas últimas etapas são análogas e são obtidas substituindo se os subíndices 1 e 2 nos designadores dos semicondutores por 2 e 1, respectivamente, nas descrições das duas primeiras etapas.

Primeira etapa de operação ($T_s/2 < t < DT_s$): Os interruptores T_{p1} e T_{p2} estão habilitados a conduzir. A Figura 2.7(a) ilustra a etapa de operação e a Figura 2.7(b) apresenta o circuito equivalente desta etapa. Observa-se que a corrente i_s é nula e que a corrente i_p tem derivada positiva.

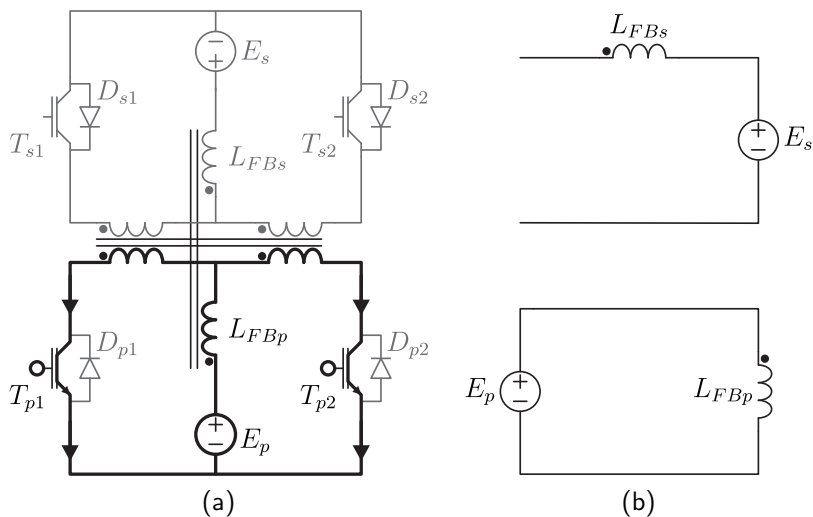


Figura 2.7. (a) Estado topológico e (b) circuito equivalente do conversor durante a primeira etapa de operação no modo $\text{Boost}_{p \rightarrow s}$.

Segunda etapa de operação ($DT_s < t < T_s$): Os interruptores T_{p2} e T_{s2} estão habilitados a conduzir, contudo, a corrente i_s circula pelo diodo D_{s2} devido ao seu sentido de circulação. A Figura 2.8(a) apresenta esta etapa de operação e a Figura 2.8(b) o circuito equivalente do conversor nesta etapa.

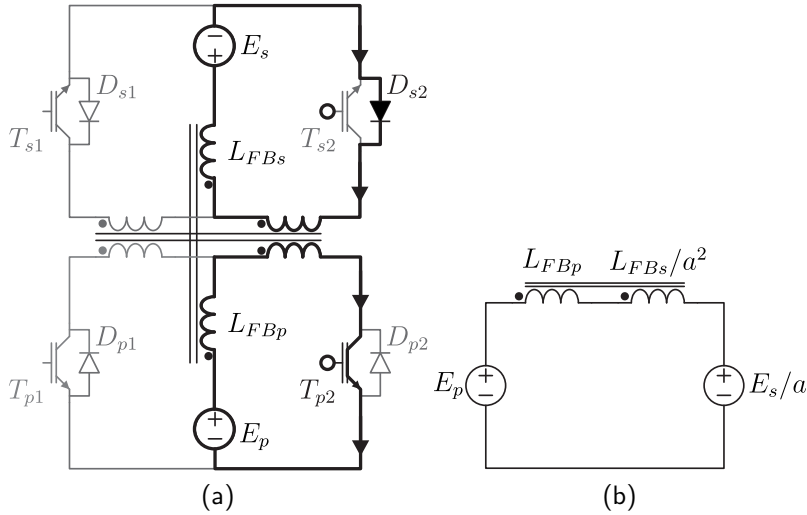


Figura 2.8. (a) Estado topológico e (b) circuito equivalente do conversor durante a segunda etapa de operação no modo Boost_{p→s}.

Observa-se através do circuito equivalente que os enrolamentos L_{FBp} e L_{FBs} são conectados em série e que as correntes i_p e i_s têm o mesmo formato.

A Figura 2.9 apresenta as formas de onda dos sinais de comando dos interruptores e das correntes das fontes do lado primário e secundário do conversor.

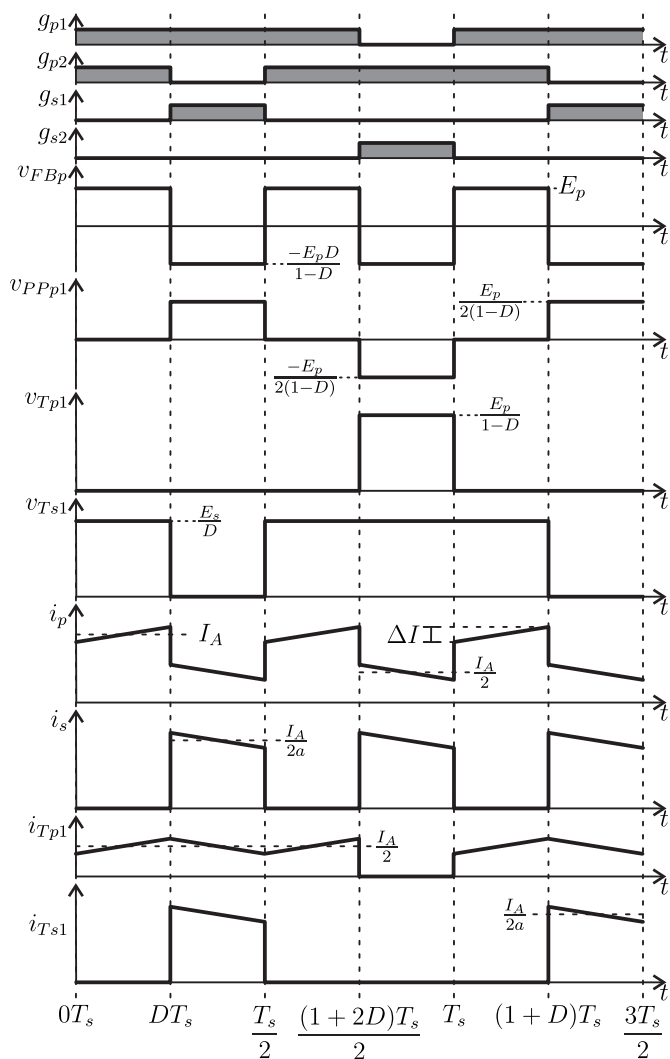


Figura 2.9. Principais formas de onda do conversor operando no modo Boost_{p→s}.

2.2.2 Ganho Estático

O ganho estático será obtido através da condição que a variação do fluxo magnético no enrolamento secundário do transformador *Fly-back* seja nula ao final de meio ciclo de chaveamento, conforme apresentado na equação (2.1). A equação (2.2) é obtida simplificando a equação (2.1) considerando-se que as tensões sobre o enrolamento durante as etapas de operação são constantes e a duração dessas etapas conhecidas. Os subíndices entre parênteses referem-se à etapa de operação.

$$\Delta\phi_{FBs} = \int_0^{T_s/2} v_{FBs} dt = 0 \quad (2.1)$$

$$v_{FBs(1)}\Delta t_{(1)} + v_{FBs(2)}\Delta t_{(2)} = 0 \quad (2.2)$$

2.2.3 Modos de operação $\text{Buck}_{p \rightarrow s}$ e $\text{Boost}_{s \rightarrow p}$

O circuito equivalente do conversor das duas primeiras etapas de operação, considerando-se apenas os enrolamentos em condução de ambos os transformadores, é ilustrado na Figura 2.10.

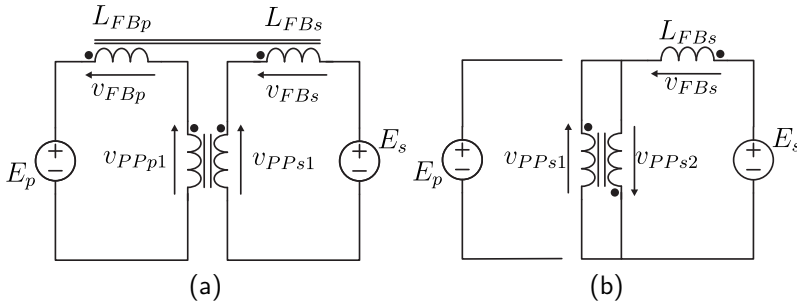


Figura 2.10. Circuito equivalente do conversor durante (a) primeira e (b) segunda etapa de operação no modo $\text{Buck}_{p \rightarrow s}$.

Através do circuito da Figura 2.10(a) é obtido o sistema de equações apresentado em (2.3) e através da Figura 2.10(b), o sistema em (2.4).

$$\begin{cases} v_{FBp} + v_{PPp1} = E_p \\ v_{PPs1} - v_{FBs} = E_s \\ v_{PPs1} = av_{PPp1} \\ v_{FBs} = av_{FBp} \end{cases} \quad (2.3)$$

$$\begin{cases} v_{PPs1} - v_{FBs} = E_s \\ v_{PPs2} + v_{FBs} = -E_s \\ v_{PPs1} + v_{PPs2} = 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

Resolvendo-se os dois sistemas, obtêm-se a tensão v_{FBs} nas duas etapas de operação, conforme expressa a equação (2.5).

$$v_{FBs(n)} = \begin{cases} \frac{aE_p - E_s}{2} & \text{se } n = 1 \\ -E_s & \text{se } n = 2 \end{cases} \quad (2.5)$$

A duração de cada etapa de operação nesses modos são apresentadas em (2.6).

$$\Delta t_{(n)} = \begin{cases} DT_s & \text{se } n = 1 \\ \frac{1 - 2D}{2} T_s & \text{se } n = 2 \end{cases} \quad (2.6)$$

Substituindo-se (2.5) e (2.6) em (2.2) e isolando-se o termo $\frac{E_s}{E_p}$, obtêm-se, em (2.7), o ganho estático.

$$G = \frac{E_s}{E_p} = \frac{aD}{1 - D} \quad (2.7)$$

2.2.4 Modos de operação Boost_{p→s} e Buck_{s→p}

A Figura 2.11 apresenta o circuito equivalente das duas primeiras etapas de operação considerando apenas os enrolamentos em condução dos transformadores. Os sistemas de equações apresentados em (2.8) e (2.9) são obtidos a partir desses circuitos.

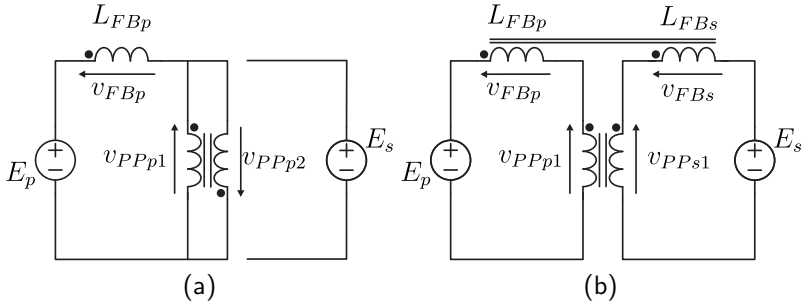


Figura 2.11. Circuito equivalente do conversor durante (a) primeira e (b) segunda etapa de operação no modo Boost_{p→s}.

$$\begin{cases} v_{FBp} + v_{PPp1} = E_p \\ v_{FBp} - v_{PPp2} = E_p \\ v_{PPs1} = av_{PPp1} \\ v_{FBs} = av_{FBp} \\ v_{PPp1} = v_{PPp2} \end{cases} \quad (2.8)$$

$$\begin{cases} v_{FBp} + v_{PPp1} = E_p \\ v_{PPs1} - v_{FBs} = E_s \\ v_{PPs1} = av_{PPp1} \\ v_{FBs} = av_{FBp}v_{PPp1} = v_{PPp2} \end{cases} \quad (2.9)$$

A tensão v_{FBs} nas duas etapas de operação é obtida resolvendo-se estes sistemas de equações e seu valor é apresentado em (2.10).

$$v_{FBs(n)} = \begin{cases} aE_p & \text{se } n = 1 \\ \frac{aE_p - E_s}{2} & \text{se } n = 2 \end{cases} \quad (2.10)$$

A duração de cada etapa de operação é exposta na equação (2.11).

$$\Delta t_{(n)} = \begin{cases} \frac{2D-1}{2}T_s & \text{se } n = 1 \\ (1-D)T_s & \text{se } n = 2 \end{cases} \quad (2.11)$$

O ganho estático é obtido em (2.12) substituindo-se (2.10) e (2.11) em (2.2) e isolando-se o termo $\frac{E_s}{E_p}$.

$$G = \frac{E_s}{E_p} = \frac{aD}{1-D} \quad (2.12)$$

Verifica-se então que o ganho estático do conversor ideal em todos os modos de operação é determinado através da mesma equação e que não sofre influência da carga. A Figura 2.12 esboça o ganho estático do conversor em função da razão cíclica.

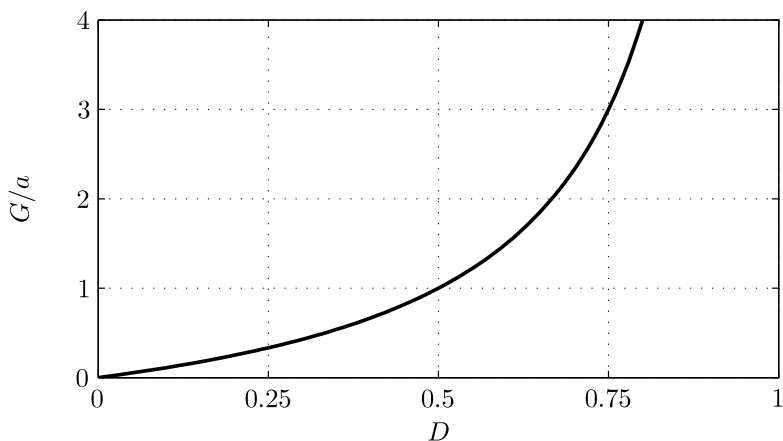


Figura 2.12. Ganho estático em função da razão cíclica.

2.2.5 Indutor Acoplado

Nesta seção serão determinadas as indutâncias próprias dos enrolamentos do indutor acoplado. Além disto, serão deduzidas as expressões que relacionam o conteúdo harmônico das correntes dos enrolamentos do indutor acoplado e a potência processada pelo indutor acoplado em função da razão cíclica. Contudo, primeiramente serão realizados alguns cálculos preliminares necessários para esta análise.

2.2.5.1 Cálculos Preliminares

Inicialmente serão determinados os valores dos patamares de corrente, I_A e I_B . Para isto, será empregada a equação (2.13) que define o valor médio quase-instantâneo de uma variável. Esta equação é válida apenas para grandezas cuja a frequência fundamental é o dobro da frequência de chaveamento pois considera apenas duas das quatro etapas. Para caso genérico, deve-se considerar todas as etapas de operação. Os valores médios quase instantâneo a serem calculados serão os das correntes i_p quando o conversor opera no modo Boost_{p→s} e i_s para o modo Buck_{p→s}.

$$\langle x \rangle = \frac{2}{T_s} (x_{(1)}\Delta t_{(1)} + x_{(2)}\Delta t_{(2)}) \quad (2.13)$$

Os valores médios destas correntes também são determinados através das equações (2.14) e (2.15) se considerado que o conversor tem eficiência unitária e que as tensões E_p e E_s não variam durante o intervalo considerado. A variável P refere-se à potência processada pelo conversor.

$$\langle i_p \rangle = \frac{P}{E_p} \quad (2.14)$$

$$\langle i_s \rangle = \frac{P}{E_s} \quad (2.15)$$

A Tabela 1 apresenta os valores das correntes i_p e i_s para cada etapa de operação nos modos Buck_{p→s} e Boost_{p→s} em função dos patamares de corrente I_A e I_B .

O calculo dos os valores médios $\langle i_p \rangle$ e $\langle i_s \rangle$ é feito através da substituição dos valores da Tabela 1 em (2.13), igualando-os as equações (2.14) e (2.15), respectivamente, e isolando-se os termos I_A e I_B , assim, obtém-se as equações (2.16) e (2.17).

$$\langle i_p \rangle = I_A D$$

$$\frac{P}{E_p} = I_A D$$

Tabela 1. Correntes i_p e i_s em função dos patamares de corrente I_A e I_B e duração das etapas de operação.

	Buck _{p→s}	Boost _{p→s}
$i_{p(1)}$	$a \frac{I_B}{2}$	I_A
$i_{p(2)}$	0	$\frac{I_A}{2}$
$i_{s(1)}$	$\frac{I_B}{2}$	0
$i_{s(2)}$	I_B	$\frac{I_A}{2a}$
$\Delta t_{(1)}$	DT_s	$\frac{2D-1}{2}T_s$
$\Delta t_{(2)}$	$\frac{1-2D}{2}T_s$	$(1-D)T_s$

$$I_A = \frac{P}{E_p} \frac{1}{D} \quad (2.16)$$

$$\langle i_s \rangle = I_B(1-D)$$

$$\frac{P}{E_s} = I_B(1-D)$$

$$I_B = \frac{P}{E_s} \frac{1}{1-D} \quad (2.17)$$

O valor I_A pode ser reescrito em função de E_s , empregando-se a equação do ganho estático, (2.12), e I_B em função de E_p . O resultado é apresentado nas equações (2.18) e (2.19).

$$I_A = \frac{aP}{E_s} \frac{1}{1-D} \quad (2.18)$$

$$I_B = \frac{P}{aE_p} \frac{1}{D} \quad (2.19)$$

2.2.5.2 Indutância própria dos Enrolamentos

O valor da indutância do indutor acoplado será determinado nesta subseção.

Nos casos dos conversores dos tipos *Buck* e *Boost*, a ondulação de corrente de entrada ou saída é influenciada fortemente pelo valor da indutância do indutor. Contudo, o mesmo não ocorre em relação às ondulações destas correntes no conversor proposto, conforme verifica-se nas Figuras 2.6 e 2.9, em que ambas as correntes sofrem variações abruptas entre as etapas de operação. No entanto, o valor do fluxo magnético no núcleo é composto por um valor médio e por uma ondulação que é fortemente influenciado pelo valor da indutância do indutor acoplado. Quanto maior for esta ondulação, maior será a perda magnética do núcleo e, portanto, é interessante limitá-la. A ondulação do fluxo no indutor acoplado segue a relação apresentada em (2.20).

$$\Delta\phi_{FB} = \frac{1}{\Re_{FB}} (N_{FBp}\Delta i_p + N_{FBs}\Delta i_s) \quad (2.20)$$

Durante a segunda etapa de operação no modo Buck_{p→s}, a corrente i_p não varia e, portanto, a ondulação de fluxo $\Delta\phi_{FB}$ depende linearmente da variação da corrente i_s . Desta forma, a variação relativa de fluxo pode ser calculada através da equação (2.21).

$$\Delta\phi_{FB\%} = \frac{\Delta\phi_{FB}(2)}{\langle\phi_{FB}\rangle} = \frac{\Delta i_s(2)}{I_B} \quad (2.21)$$

A maior variação relativa da corrente no modo de operação Buck_{p→s} ocorre para a corrente i_s nesta etapa, portanto, a máxima ondulação de corrente é determinada conforme a equação (2.22).

$$\Delta i_{\%} = \frac{\Delta i_s(2)}{I_B} \quad (2.22)$$

O mesmo ocorre para o modo Boost_{p→s}, contudo, neste caso se analisa a primeira etapa de operação. A variação da corrente i_s é nula e a ondulação de fluxo depende da variação da corrente i_p . A ondulação relativa de fluxo $\phi_{FB\%}$ e a máxima variação de corrente, para este caso, são definidas nas equações (2.23) e (2.24), respectivamente.

$$\Delta\phi_{FB\%} = \frac{\Delta\phi_{FB(1)}}{\langle\phi_{FB}\rangle} = \frac{\Delta i_{p(1)}}{I_A} \quad (2.23)$$

$$\Delta i_{\%} = \frac{\Delta i_{p(1)}}{I_A} \quad (2.24)$$

Nos dois modos de operação, a ondulação relativa de fluxo e a máxima variação relativa de corrente são iguais. Dessa forma, é possível verificar o quão grande é a ondulação relativa de fluxo apenas observando a variação relativa de corrente i_s durante a segunda etapa de operação no modo Buck_{p→s} ou a corrente i_p durante a primeira etapa de operação no modo Boost_{p→s}.

A tensão sobre o enrolamento L_{FBs} , durante a segunda etapa de operação no modo Buck_{p→s}, é igual a tensão E_s conforme é possível verificar na Figura 2.10. A derivada da corrente i_s é, portanto, dada por (2.25).

$$v_{FBs(2)} = -E_s$$

$$\frac{di_s}{dt} = -\frac{E_s}{L_{FBs}} \quad (2.25)$$

Aproximando-se a equação diferencial em (2.25) por uma equação a diferenças, obtém-se a equação (2.26).

$$\frac{\Delta i_{s(2)}}{\Delta t_{(2)}} = -\frac{E_s}{L_{FBs}} \quad (2.26)$$

Isolando-se o termo L_{FBs} em (2.26), obtém-se a equação (2.27).

$$L_{FBs} = \frac{-E_s \Delta t_{(2)}}{\Delta i_{s(2)}} \quad (2.27)$$

A variação de corrente $\Delta i_{s(2)}$ é definida como uma parcela do patamar de corrente I_B , conforme apresentado em (2.28).

$$\Delta i_{s(2)} = -\Delta i_{\%} I_B \quad (2.28)$$

Este valor pode ser reescrito como (2.29), substituindo-se (2.17) em (2.28).

$$\Delta i_{s(2)} = -\Delta i_{\%} \frac{P}{E_s} \frac{1}{2(1-D)} \quad (2.29)$$

Substituindo-se a equação (2.29) e o valor de $\Delta t_{(2)}$, exibido na Tabela 1, em (2.27), obtém-se a equação (2.30).

$$L_{FBs} = \frac{(1-D)(1-2D)}{2} \frac{E_s^2}{f_s \Delta i_{\%} P} \quad (2.30)$$

O valor normalizado da indutância L_{FBs} é definido em (2.31).

$$\begin{aligned} \bar{L}_{FBs} &= \frac{L_{FBs}}{\left(\frac{E_s^2}{f_s \Delta i_{\%} P} \right)} \\ \bar{L}_{FBs} &= \frac{(1-D)(1-2D)}{2} \end{aligned} \quad (2.31)$$

A relação transformação é determinada conforme a equação (2.32) em função do ganho estático e da razão cíclica.

$$a = G \frac{1-D}{D} = \frac{E_s}{E_p} \frac{1-D}{D} \quad (2.32)$$

O valor da indutância de L_{FBp} em função da relação transformação e da indutância de L_{FBs} é dada por (2.33). Substituindo-se (2.32) e (2.31) em (2.33), obtém-se, em (2.34), a indutância do enrolamento L_{FBp} .

$$L_{FBp} = \frac{L_{FBs}}{a^2} \quad (2.33)$$

$$L_{FBp} = \frac{D^2(1-2D)}{2(1-D)} \frac{E_p^2}{f_s \Delta i_{\%} P} \quad (2.34)$$

O valor normalizado da indutância do enrolamento L_{FBp} é definido conforme a equação (2.35).

$$\begin{aligned} \bar{L}_{FBp} &= \frac{L_{FBp}}{\left(\frac{E_p^2}{2f_s \Delta i_{\%} P} \right)} \\ \bar{L}_{FBp} &= \frac{D^2(1-2D)}{1-D} \end{aligned} \quad (2.35)$$

Nos modos de operação Boost_{p→s} e Buck_{s→p}, a tensão sobre o enrolamento L_{FBs} durante a primeira etapa de operação é igual à tensão E_p conforme verificado através da Figura 2.7. A derivada da corrente i_p é, portanto, dada por (2.36).

$$v_{FBp(1)} = E_p$$

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{E_p}{L_{FBp}} \quad (2.36)$$

Aproximando-se a equação diferencial em (2.36) por uma equação a diferenças, obtém-se a equação (2.37).

$$\frac{\Delta i_{p(1)}}{\Delta t_{(1)}} = \frac{E_p}{L_{FBp}} \quad (2.37)$$

Isolando-se o termo L_{FBp} em (2.37), obtém-se a equação (2.38).

$$L_{FBp} = \frac{E_p \Delta t_{(1)}}{\Delta i_{p(1)}} \quad (2.38)$$

A variação de corrente $\Delta i_{p(1)}$ é definida como parcela do patamar de corrente I_A , conforme apresentado em (2.39).

$$\Delta i_{p(1)} = \Delta i_{\%} I_A \quad (2.39)$$

Este valor pode ser reescrito como (2.40) substituindo (2.16) em (2.39).

$$\Delta i_{p(1)} = \Delta i_{\%} \frac{P}{E_p} \frac{1}{2D} \quad (2.40)$$

Substituindo-se a equação (2.40) e o valor de $\Delta t_{(1)}$ para o modo de operação Boost_{p→s}, exibido na Tabela 1, em (2.38), obtém-se a equação (2.41).

$$L_{FBp} = \frac{(2D-1)D}{2} \frac{E_p^2}{f_s \Delta i_{\%} P} \quad (2.41)$$

O valor normalizado da indutância L_{FBp} é definido em (2.42).

$$L_{FBp} = \frac{L_{FBp}}{\left(\frac{E_p^2}{f_s \Delta i_{\%} P} \right)}$$

$$\bar{L}_{FBp} = \frac{(2D - 1)D}{2} \quad (2.42)$$

O valor de indutância do enrolamento L_{FBs} é calculado através da substituição da equação (2.41) em (2.33). O resultado é apresentado através da equação (2.43).

$$L_{FBs} = \frac{(1 - 2D)(1 - D)^2}{2D} \frac{E_s^2}{f_s \Delta i_{\%} P} \quad (2.43)$$

O valor normalizado da indutância do enrolamento L_{FBs} é definido conforme a equação (2.44).

$$\bar{L}_{FBs} = \frac{(1 - 2D)(1 - D)^2}{2D} \quad (2.44)$$

Os valores normalizados das indutâncias L_{FBp} e L_{FBs} para toda faixa de razão cíclica são apresentados nas equações (2.45) e (2.46), respectivamente, e seus comportamentos são ilustrados na Figura 2.13.

$$\bar{L}_{FBp} = \begin{cases} \frac{D^2(1 - 2D)}{2(1 - D)} & \text{para } D < 0,5 \\ \frac{(2D - 1)D}{2} & \text{para } D > 0,5 \end{cases} \quad (2.45)$$

$$\bar{L}_{FBs} = \begin{cases} \frac{(1 - D)(1 - 2D)}{2} & \text{para } D < 0,5 \\ \frac{(2D - 1)(1 - D)^2}{2D} & \text{para } D > 0,5 \end{cases} \quad (2.46)$$

Observa-se, através do gráfico, que a indutância dos enrolamentos L_{FBp} e L_{FBs} apresentam seu valor mínimo para a razão cíclica de 0,5. Portanto, se o conversor operar nesse ponto, a energia armazenada no indutor acoplado será mínima.

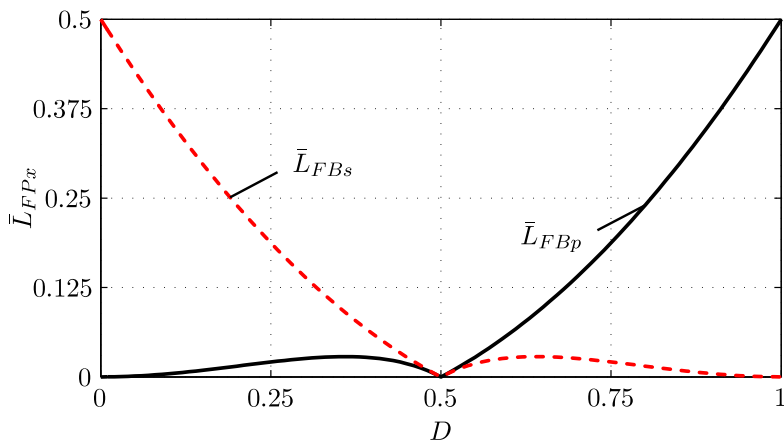


Figura 2.13. Indutância normalizada dos enrolamentos L_{FBp} e L_{FBs} em função da razão cíclica

2.2.5.3 Potência Processada pelo Indutor Acoplado

A energia processada pelo conversor é transferida do primário para o secundário, ou vice-versa, através dos elementos magnéticos. Nesta subseção será deduzida a expressão que calcula a parcela da potência que é transferida através do indutor acoplado normalizada pela potência total transferida pelo conversor.

Durante uma etapa de operação, o indutor acoplado absorve energia de uma fonte. Na etapa de operação seguinte, esta energia é transferida para a outra fonte. A energia é transferida ao indutor acoplado através de dois caminhos: enrolamento primário e enrolamento secundário. Dependendo do modo de operação, um caminho é usado para armazenar a energia e os dois são empregados para transferi-la. Por exemplo, na primeira etapa de operação no modo Boost_{p→s}, a energia é armazenada no indutor acoplado. Na segunda etapa de operação, parte dessa energia é entregue à fonte E_s através do enrolamento L_{FBp} e a outra parte através do enrolamento L_{FBs} . O contrário também pode ocorrer. Na primeira etapa de operação do modo Buck_{p→s}, a energia é acumulada através dos dois enrolamentos mas é transferida apenas pelo enrolamento secundário na segunda etapa de operação. A

energia transferida pelo enrolamento secundário na primeira etapa de operação provém do transformador *Push-Pull* enquanto que a energia processada na segunda etapa de operação provém apenas da energia armazenada no indutor acoplado. Portanto, a energia processada pelo indutor acoplado é o balanço destas duas parcelas. A energia média processada pelo indutor acoplado em meio período de chaveamento, potência média processada, é definida na equação (2.47).

$$\langle p_{FBs} \rangle = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} v_{FBs} i_s dt \quad (2.47)$$

A integral da equação (2.47) pode ser reescrita conforme (2.48) desde que seja considerado que a tensão sobre os enrolamentos não varia durante a etapa de operação e a corrente varia linearmente.

$$\langle p_{FBs} \rangle = \frac{2}{T_s} \sum_{n=1}^2 v_{FBs(n)} i_{s(n)} \Delta t_{(n)} \quad (2.48)$$

A potência média processada pelo indutor acoplado será deduzida para os modos de operação $\text{Buck}_{p \rightarrow s}$ e $\text{Boost}_{p \rightarrow s}$. Nos demais modos o valor é o mesmo, contudo, com sinal contrário.

No modo de operação $\text{Buck}_{p \rightarrow s}$, a potência processada pelo indutor acoplado é obtida substituindo os valores da Tabela 1 e equação (2.5) em (2.48), sendo seu resultado apresentado em (2.49).

$$\begin{aligned} \langle p_{FBs} \rangle &= \frac{2}{T_s} \left[\left(\frac{1-2D}{2D} E_s \frac{I_B}{2} D T_s \right) + \left(-E_s I_B \frac{1-2D}{2} T_s \right) \right] \\ \langle p_{FBs} \rangle &= E_s I_B \left[\left(\frac{1-2D}{2} \right) - (1-2D) \right] \\ \langle p_{FBs} \rangle &= -E_s I_B \frac{1-2D}{2} \end{aligned} \quad (2.49)$$

Substituindo-se a equação (2.17) em (2.49), obtém-se na equação (2.50) a parcela de potência processada pelo indutor acoplado no modo $\text{Buck}_{p \rightarrow s}$.

$$\langle p_{FBs} \rangle = -P \frac{1-2D}{2(1-D)} \quad (2.50)$$

Já no modo de operação $\text{Boost}_{p \rightarrow s}$, a expressão é obtida a partir da substituição dos valores da Tabela 1 e da equação (2.10) em (2.48). O resultado é apresentado pela equação (2.51).

$$\begin{aligned} \langle p_{FBs} \rangle &= \frac{2}{T_s} \left[\left(\frac{1-D}{D} E_s 0 \frac{2D-1}{2} T_s \right) + \left(\frac{1-2D}{2D} E_s \frac{I_A}{a} (1-D) T_s \right) \right] \\ \langle p_{FBs} \rangle &= E_s \frac{I_A}{a} \left[\frac{1-2D}{2D} (1-D) T_s \right] \end{aligned} \quad (2.51)$$

A expressão que determina a parcela de potência processada pelo indutor acoplado no modo $\text{Boost}_{p \rightarrow s}$, equação (2.52), é obtida substituindo-se a equação (2.18) em (2.51).

$$\langle p_{FBs} \rangle = -P \frac{1-2D}{2D} \quad (2.52)$$

Portanto, agrupando as equações (2.50) e (2.52), obtém-se em (2.53) a expressão que determina a parcela da potência total que é processada, exclusivamente, pelo indutor acoplado.

$$\langle p_{FBs} \rangle = \begin{cases} -P \frac{1-2D}{2(1-D)} & \text{se } D < 0,5 \\ -P \frac{1-2D}{2D} & \text{se } D > 0,5 \end{cases} \quad (2.53)$$

No caso do modo $\text{Buck}_{p \rightarrow s}$, o valor é negativo pois a energia armazenado pelo enrolamento L_{FBs} em uma etapa de operação é menor do que a entregue por este na outra etapa de operação. Isso ocorre devido a acumulação de energia ser realizada pelos dois enrolamentos do indutor acoplado mas a descarga apenas pelo enrolamento secundário. No modo $\text{Boost}_{p \rightarrow s}$, o armazenamento de energia é realizado apenas pelo enrolamento L_{FBp} e a descarga por ambos enrolamentos. Logo, o balanço de energia do enrolamento secundário será positivo. Portanto, o mais importante nesta relação é o valor absoluto e por essa razão apenas este será referido a partir deste ponto. Na equação (2.54) é apresentado o valor da potência que é processada pelo indutor acoplado normalizado pelo valor da potência total e, na Figura 2.14, ilustra-se seu comportamento em função da razão cíclica.

$$\bar{P}_{FBs} = \left| \frac{\langle p_{FBs} \rangle}{P} \right|$$

$$\bar{P}_{FB} = \begin{cases} \frac{1-2D}{2(1-D)} & \text{se } D < 0,5 \\ \frac{2D-1}{2D} & \text{se } D > 0,5 \end{cases} \quad (2.54)$$

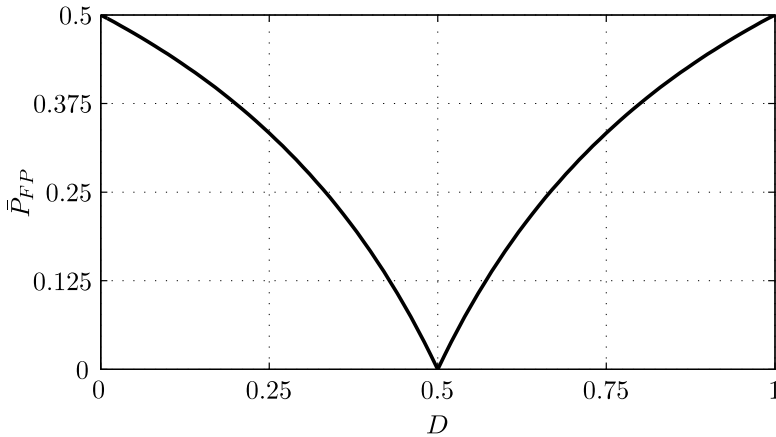


Figura 2.14. Potência média processada pelo indutor acoplado em função da razão cíclica.

Observa-se que a potência processada pelo indutor acoplado depende exclusivamente da razão cíclica e, para razão cíclica de 50 %, este valor será nulo.

2.2.5.4 Conteúdo Harmônico das Correntes do Lado Primário e Secundário

As formas de onda das correntes do lado primário e secundário do conversor são pulsadas, ou seja, há componentes harmônicas com magnitude diferentes de zero. É interessante observar o comportamento destes valores a fim de verificar a melhor região de operação. Além disto, é uma informação essencial no projeto do filtros para tais correntes.

Os valores da magnitude das componentes da corrente do lado primário serão normalizadas em função do seu valor médio, portanto, por simplificação, o valor médio da corrente, $I_{p[0]}$, em cada modo de operação será recalculado a seguir.

Primeiramente no modo Buck_{p→s}. A corrente i_p apresenta dois patamares, I e 0 . A variação de corrente em uma etapa de operação pode ser desprezada se for suficientemente reduzida. O valor da corrente i_p em função do tempo é descrita pela equação (2.55).

$$i_p = \begin{cases} I & \text{se } 0 < t < DT_s \\ 0 & \text{se } DT_s < t < \frac{T_s}{2} \end{cases} \quad (2.55)$$

O valor médio $I_{p[0]}$ pode ser determinado pela equação (2.56) sendo $n = 0$. O valor é apresentado pela equação (2.57).

$$|I_{p[n]}| = \left| \frac{4}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_p e^{-jn \frac{4\pi}{T_s} t} dt \right| \quad (2.56)$$

$$|I_{p[0]}| = \left| \frac{2}{T_s} \int_0^{DT_s} i_p dt \right|$$

$$|I_{p[0]}| = \left| \frac{2}{T_s} \int_0^{DT_s} i_{p(1)} dt \right|$$

$$|I_{p[0]}| = \left| 2It_0^{DT_s} \right|$$

$$|I_{p[0]}| = 2|I|D \quad (2.57)$$

Para $n > 0$, o mesmo procedimento é realizado. O resultado é obtido pela equação (2.58).

$$|I_{p[n]}| = \left| \frac{4}{T_s} \int_0^{DT_s} I e^{-jn \frac{4\pi}{T_s} t} dt \right|$$

$$|I_{p[n]}| = \left| \frac{I}{-j\pi n} e^{-jn \frac{4\pi}{T_s} t} \right|_0^{DT_s}$$

$$|I_{p[n]}| = \left| \frac{I}{-j\pi n} (e^{-jn4\pi D} - 1) \right|$$

$$|I_{p[n]}| = \frac{\sqrt{2}|I|}{\pi n} \sqrt{1 - \cos(n4\pi D)} \quad (2.58)$$

O valor normalizado da magnitude da componente harmônica n da corrente i_p é obtido através da divisão da equação (2.58) pela equação (2.57). Seu valor é apresentado pela equação (2.59).

$$\begin{aligned} |\bar{I}_{p[n]}| &= \frac{|I_{p[n]}|}{|I_{p[0]}|} \\ |I_{p[n]}| &= \frac{\sqrt{1 - \cos(n4\pi D)}}{\sqrt{2}\pi n D} \end{aligned} \quad (2.59)$$

No modo Boost_{p→s}, a corrente i_p também apresenta dois patamares, I e $2I$. O valor da corrente i_p em função do tempo é descrito pela equação (2.60).

$$i_p = \begin{cases} 2I & \text{se } 0 < t < \frac{2D-1}{2}T_s \\ I & \text{se } \frac{2D-1}{2}T_s < t < \frac{T_s}{2} \end{cases} \quad (2.60)$$

O valor $I_{p[0]}$ é obtido resolvendo-se a integral em (2.56) para as condições descritas em (2.60). Este valor é apresentado em (2.61).

$$\begin{aligned} |I_{p[0]}| &= \left| \frac{2}{T_s} \int_0^{DT_s} i_p dt \right| \\ |I_{p[0]}| &= \left| \frac{2}{T_s} \left(\int_0^{\frac{2D-1}{2}T_s} 2I dt + \int_{\frac{2D-1}{2}T_s}^{\frac{T_s}{2}} I dt \right) \right| \\ |I_{p[0]}| &= \left| 4I \frac{2D-1}{2} + 2I(1-D) \right| \\ |I_{p[0]}| &= 2|I|D \end{aligned} \quad (2.61)$$

O cálculo para $n > 0$ é realizado através do mesmo procedimento. O resultado é exposto em (2.62).

$$|I_{p[n]}| = \left| \frac{4}{T_s} \int_0^{DT_s} I e^{-jn \frac{4\pi}{T_s} t} dt \right|$$

$$\begin{aligned}
|I_{p[n]}| &= \left| \frac{4}{T_s} \left(\int_0^{\frac{2D-1}{2}T_s} 2I e^{-jn\frac{4\pi}{T_s}t} dt + \int_{\frac{2D-1}{2}T_s}^{\frac{T_s}{2}} I e^{-jn\frac{4\pi}{T_s}t} dt \right) \right| \\
|I_{p[n]}| &= \left| \frac{I}{-j\pi n} \left(2e^{-jn\frac{4\pi}{T_s}t} \Big|_0^{\frac{2D-1}{2}T_s} + e^{-jn\frac{4\pi}{T_s}t} \Big|_{\frac{2D-1}{2}T_s}^{\frac{T_s}{2}} \right) \right| \\
|I_{p[n]}| &= \left| \frac{I}{-j\pi n} \left(e^{-jn2\pi(2D-1)} - 1 \right) \right| \\
|I_{p[n]}| &= \frac{\sqrt{2}I}{\pi n} \sqrt{1 - \cos(n4\pi D)} \quad (2.62)
\end{aligned}$$

Dividindo a equação (2.62) por (2.61), obtém-se o valor normalizado da magnitude da componente harmônica n da corrente i_p em (2.63).

$$\begin{aligned}
|\bar{I}_{p[n]}| &= \frac{|I_{p[n]}|}{|I_{p[0]}|} \\
|I_{p[n]}| &= \frac{\sqrt{1 - \cos(n4\pi D)}}{\sqrt{2\pi n D}} \quad (2.63)
\end{aligned}$$

Verifica-se que ambas as equações, (2.59) e (2.63), são iguais.

Realizando-se o mesmo procedimento para a corrente i_s , obtém-se a equação (2.64).

$$|I_{s[n]}| = \frac{\sqrt{1 - \cos(n4\pi(1-D))}}{\sqrt{2\pi n(1-D)}} \quad (2.64)$$

Na Figura 2.15 é apresentado o comportamento das equações (2.63) e (2.64) em função da razão cíclica para $n = 1$. Verifica-se que o valor da magnitude das duas correntes é nulo para razão cíclica de 50%. Isso ocorre para qualquer n .

2.2.6 Modelagem Dinâmica da Planta de Corrente

Nesta seção é determinada a função transferência do valor médio quase instantâneo da corrente i_s em função da razão cíclica. Inicial-

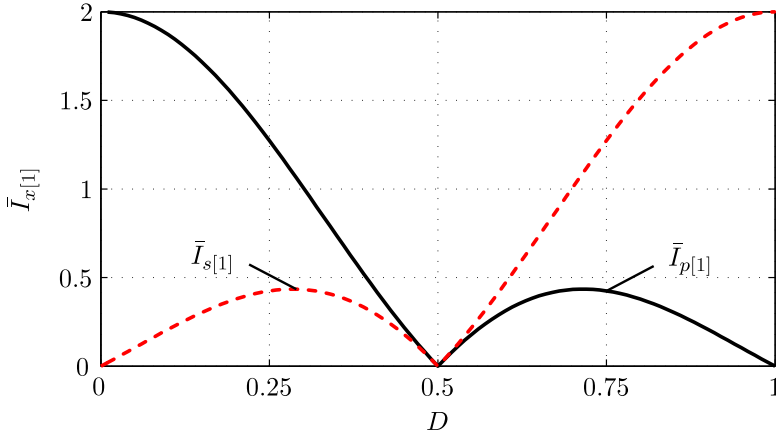


Figura 2.15. Magnitude da componente fundamental, $2f_s$, da corrente do lado primário e secundário em função da razão cíclica.

mente determina-se a derivada do valor médio de uma variável, aplicando a diferenciação em (2.13), assim, obtém-se a equação (2.65).

$$\frac{d\langle x \rangle}{dt} = \frac{2}{T_s} \left[\left(\frac{dx_{(1)}}{dt} \Delta t_{(1)} + \frac{dx_{(2)}}{dt} \Delta t_{(2)} \right) + \left(x_{(1)} \frac{d\Delta t_{(1)}}{dt} + x_{(2)} \frac{d\Delta t_{(2)}}{dt} \right) \right]$$

$$\frac{d\langle x \rangle}{dt} = \left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle + \frac{2}{T_s} \left(x_{(1)} \frac{d\Delta t_{(1)}}{dt} + x_{(2)} \frac{d\Delta t_{(2)}}{dt} \right) \quad (2.65)$$

A soma dos intervalos de duração da primeira e segunda etapa de operação segue a relação apresentada em (2.66) em todos os modos de operação. Diferenciando esta equação obtém-se a relação apresentada em (2.67).

$$\Delta t_{(1)} + \Delta t_{(2)} = \frac{T_s}{2} \quad (2.66)$$

$$\frac{d\Delta t_{(1)}}{dt} + \frac{d\Delta t_{(2)}}{dt} = 0$$

$$\frac{d\Delta t_{(1)}}{dt} = -\frac{d\Delta t_{(2)}}{dt} \quad (2.67)$$

Substituindo-se (2.67) em (2.65), obtém-se a equação (2.68).

$$\frac{d\langle x \rangle}{dt} = \left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle + \frac{2}{T_s} \frac{d\Delta t_{(1)}}{dt} (x_{(1)} - x_{(2)}) \quad (2.68)$$

Para os casos em que $x_{(1)}$ é aproximadamente igual à $x_{(2)}$, a simplificação de (2.68) para (2.69) pode ser realizada. Portanto, a derivada do valor médio quase instantâneo de uma variável é aproximadamente igual ao valor médio quase instantâneo da derivada desta variável.

$$\frac{d\langle x \rangle}{dt} = \left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle \quad (2.69)$$

Nos conversores Buck e Boost, há a conservação da corrente entre as etapas de operação pois a corrente é uma imagem do fluxo magnético no núcleo do elemento magnético. No conversor estudado neste capítulo, há apenas a conservação de fluxo entre uma etapa de operação e outra. Desta forma, antes de determinar a influência da razão cíclica sobre a corrente $\langle i_s \rangle$, é necessário determinar sua influência sobre o fluxo. O fluxo no enrolamento secundário do indutor acoplado é dado pela equação (2.70) se considerado coeficiente de acoplamento unitário. O termo M_{FB} representa a indutância mutua entre os dois enrolamentos e apresenta a relação com a indutância L_{FBs} conforme a (2.71) descreve.

$$\phi_{FBs} = M_{FB}i_p + L_{FBs}i_s \quad (2.70)$$

$$M_{FB} = \frac{L_{FBs}}{a} \quad (2.71)$$

Aplicando-se a operação valor médio quase instantâneo, descrita em (2.13), em cada elemento da equação (2.70), obtém-se a equação (2.72).

$$\langle \phi_{FBs} \rangle = M_{FB} \langle i_p \rangle + L_{FBs} \langle i_s \rangle \quad (2.72)$$

O valor médio quase instantâneo da potência do lado primário, $\langle p_p \rangle$, e do lado secundário, $\langle p_s \rangle$, são dados pelas equações (2.73) e (2.74).

$$\langle p_p \rangle = E_p \langle i_p \rangle \quad (2.73)$$

$$\langle p_s \rangle = E_s \langle i_s \rangle \quad (2.74)$$

A equação (2.75) pode ser escrita igualando-se as equações (2.73) e (2.74) se considerado que o conversor é composto por elementos ideais e que a energia armazenada no indutor acoplado é muito menor que a processada pelo conversor.

$$\langle i_p \rangle = \frac{E_s}{E_p} \langle i_s \rangle \quad (2.75)$$

O termo $\frac{E_s}{E_p}$ pode ser substituído pela expressão que determina o ganho estático, descrita em (2.7) e (2.12), resultando em (2.76).

$$\langle i_p \rangle = \frac{aD}{1-D} \langle i_s \rangle \quad (2.76)$$

Substituindo-se as equações (2.76) e (2.71) em (2.72), obtém-se a relação apresentada em (2.77).

$$\langle \phi_{FBs} \rangle = \frac{L_{FBs}}{1-D} \langle i_s \rangle \quad (2.77)$$

Diferenciando-se (2.77) e substituindo-se $\frac{d\langle \phi_{FBs} \rangle}{dt}$ por $\left\langle \frac{d\phi_{FBs}}{dt} \right\rangle$, obtém-se a equação (2.78).

$$\left\langle \frac{d\phi_{FBs}}{dt} \right\rangle = \frac{L_{FBs}}{1-D} \frac{d\langle i_s \rangle}{dt} \quad (2.78)$$

Além da equação (2.78), o valor médio quase instantâneo pode ser calculado através da equação (2.13). Os valores da derivada do fluxo e da duração de cada etapa de operação são apresentadas na Tabela 2.

Resolvendo-se a equação para os modos Buck_{p→s} e Boost_{p→s}, obtém-se a equação (2.79) para ambos os modos.

$$\left\langle \frac{d\phi_{FBs}}{dt} \right\rangle = \frac{E_s}{D} d - E_s \quad (2.79)$$

Igualando-se (2.79) à (2.78), obtém-se a equação (2.80).

Tabela 2. Derivada de fluxo do enrolamento secundário do transformador *Flyback* para cada modo de operação e duração de cada etapa.

Grandeza	Modo de Operação	
	Buck _{p→s} / Boost _{s→p}	Boost _{p→s} / Buck _{s→p}
$\Delta t_{(1)}$	dT_s	$\frac{2d-1}{2}T_s$
$\Delta t_{(2)}$	$\frac{1-2d}{2}T_s$	$(1-d)T_s$
$\frac{d\phi_{FBs(1)}}{dt}$	$\frac{aE_p - E_s}{2}$	$\frac{1-D}{D}E_s$
$\frac{d\phi_{FBs(2)}}{dt}$	$-E_s$	$\frac{aE_p - E_s}{2}$

$$\frac{d\langle i_s \rangle}{dt} = \frac{1-D}{L_{FBs}} \left(\frac{E_s}{D}d - E_s \right) \quad (2.80)$$

A razão cíclica d pode ser escrita como a soma de dois valores: uma constante e uma variável de pequena amplitude, conforme apresentado em (2.81).

$$d = D + \Delta d \quad (2.81)$$

Substituindo-se (2.81) em (2.80), obtém-se (2.82). Aplicando a transformada de Laplace na equação, obtém-se a função transferência do valor médio quase instantâneo da corrente i_s em função da razão cíclica em (2.83).

$$\frac{d\langle i_s \rangle}{dt} = \frac{1-D}{D} \frac{E_s}{L_{FBs}} \Delta d \quad (2.82)$$

$$\frac{I_s(s)}{\Delta D(s)} = \frac{1-D}{D} \frac{E_s}{L_{FBs}} \frac{1}{s} \quad (2.83)$$

Executando-se o mesmo procedimento, pode-se obter a função transferência do valor médio da corrente do lado primário em função da razão cíclica. O resultado é apresentado pela equação (2.84).

$$\frac{I_p(s)}{\Delta D(s)} = \frac{D}{1-D} \frac{E_p}{L_{FBp}} \frac{1}{s} \quad (2.84)$$

Na obtenção desse modelo, o tempo morto entre os interruptores do lado primário e secundário foi desprezado devido seu valor ser muito pequeno com relação ao período de chaveamento, no entanto, a fim de verificar se sua existência realmente não afeta a dinâmica da corrente $\langle i_p \rangle$ e $\langle i_s \rangle$, este modelo será comparado com dados obtidos através de simulação numérica de modo a validá-lo e definir seu domínio de aplicação. A Tabela 3 apresenta as especificações do conversor empregado na simulação para obtenção dos dados a serem usados na comparação.

Tabela 3. Especificação do conversor e condições de simulação.

Parâmetro	Valor
Tensão da Fonte do Lado Primário	100 [V]
Tensão da Fonte do Lado Secundário	100 [V]
Indutância própria do Indutor acoplado	50 [μ H]
Frequência de Chaveamento	50 [kHz]
Relação de espiras	1
Razão cíclica nominal	50 [%]

A Figura 2.16 ilustra o diagrama de bode do modelo obtido e dos dados obtidos através da simulação numérica com e sem tempo morto. No caso da simulação, o valor do tempo morto, quando há, é de 300 [ns]. Os resultados são obtidos somando um sinal senoidal de amplitude 0,02 e frequência variável ao sinal da razão cíclica. Devido à característica integrativa da planta da corrente em relação à razão cíclica, em vez de interligar duas fontes, foi usado no lado primário uma fonte de tensão fixa e no lado secundário uma carga resistiva com um capacitor em paralelo. O valor da capacitância do capacitor é escolhido suficientemente elevado de tal maneira que distúrbios causados pela variação da razão cíclica sejam imperceptíveis na forma de onda da tensão sobre a carga aproximando-se, assim, das condições adotadas na obtenção analítica do modelo dinâmico da corrente. O valor da resistência da carga é ajustada de tal forma que o valor médio da corrente $\langle i_p \rangle$ seja de 10 [A]. Observa-se que as curvas da magnitude dos sinais são muito semelhantes, no entanto, os dados adquiridos por

simulação apresentam uma fase maior se comparada à do modelo principalmente para valores mais elevados de frequência. Esta discrepância é causada devido a dinâmica não modelada. Na dedução do modelo, foi considerado que o valor médio quase-instantâneo em meio ciclo de chaveamento da potência da fonte E_p é igual ao da potência da fonte E_s , contudo o indutor acoplado absorve ou devolve energia dependendo da variação da razão cíclica e do sentido do fluxo de energia. No apêndice A é deduzido um modelo considerando este fenômeno. No restante da comparação ainda será considerado o modelo deduzido nesta seção pois este apenas difere para frequências elevadas. Limitando a frequência de cruzamento por zero do controlador de corrente abaixo de onde

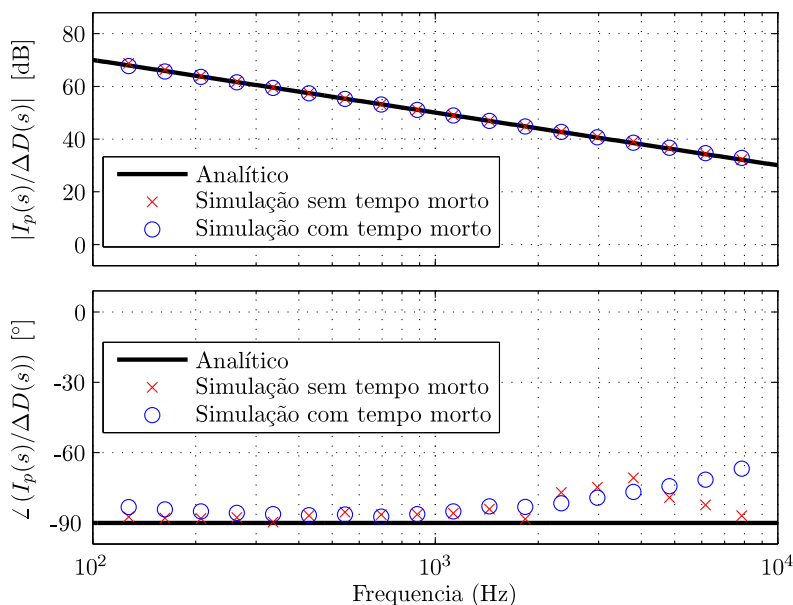


Figura 2.16. Comparação dos diagramas de bode da corrente $\langle i_p \rangle$ em função da razão cíclica com relação ao modelo obtido analiticamente, dados obtidos por simulação com e sem o emprego de tempo morto entre os interruptores.

No caso descrito e analisado anteriormente, o modelo dinâmico foi validado para a condição em que o conversor transfere energia de um lado do transformador para o outro, no entanto, sendo o conversor

bidirecional, há normalmente inversão no fluxo de potência na prática, portanto, há necessidade de validar o modelo também nessas condições. Para tanto, serão realizadas simulações do conversor operando com controle da corrente $\langle i_p \rangle$ em malha fechada durante a reversão do sentido do fluxo de energia. A fim de tornar a análise o mais próximo possível da prática, o controlador empregado é um proporcional-integral implementado digitalmente cujos parâmetros foram definidos empiricamente. A frequência de amostragem é igual à frequência de chaveamento.

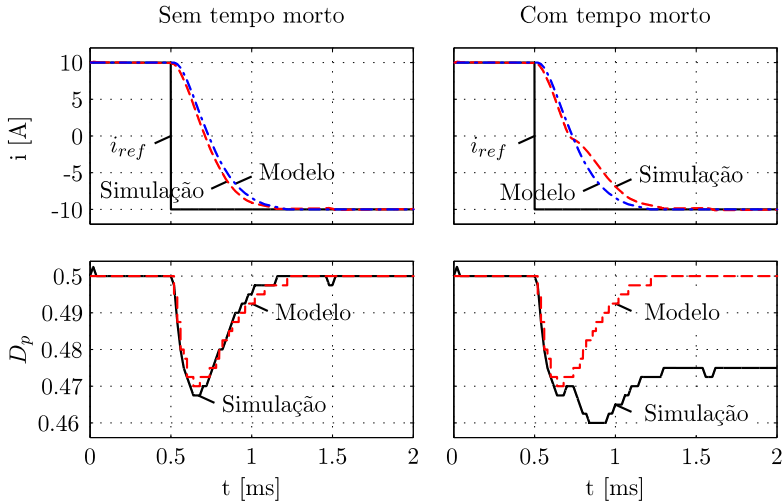


Figura 2.17. Comparação entre as formas de onda da corrente $\langle i_p \rangle$ em função da razão cíclica D_p do modelo equivalente obtido analiticamente e do circuito simulado para os casos com e sem tempo morto entre os interruptores.

A Figura 2.17 ilustra a forma de onda da corrente $\langle i_p \rangle$ e da variável de controle D adquiridas tanto na simulação do conversor usando seu modelo equivalente analiticamente obtido quanto no com seu circuito chaveado, ambos casos operando em malha fechada. Nos gráficos da coluna da esquerda, não há tempo morto entre os sinais de comando dos interruptores. Percebe-se nestes gráficos que as formas de onda da corrente e da razão cíclica do modelo equivalente são muito semelhantes às formas de onda do circuito chaveado. Nos gráficos da coluna da direita, o tempo morto é ajustado para 300 [ns]. Observa-

se que neste caso, as formas de onda são semelhantes somente até a mudança de sinal da corrente $\langle i_p \rangle$. Após esse evento, tanto a forma de onda da corrente $\langle i_p \rangle$ quanto da razão cíclica D do circuito chaveado diferem das formas de onda referente ao modelo equivalente. Isto ocorre devido à razão cíclica ajustada no modulador e a razão cíclica do interruptor não serem iguais.

A razão cíclica ajustada no modulador determina apenas a relação entre o intervalo em que o sinal de comando do interruptor está ativo e o período de chaveamento. A razão cíclica do interruptor, relação entre o intervalo cujo interruptor conduz e o período de chaveamento, é composta por duas parcelas: a razão cíclica ajustada no modulador e uma outra parcela, referente ao tempo morto, dependente do sentido da corrente que circula pelo interruptor. Por exemplo, considerando o emprego de interruptores formados por um transistor do tipo IGBT com diodo em anti-paralelo. Se o sentido da corrente no indutor L_{FBp} for positivo, esta circulará pelos transistores do lado primário apenas se o comando no gatilho destes interruptores estiver ativo. No caso em que o sentido da corrente for negativo, esta circulará pelos diodos dos interruptores, não importando se o sinal de comando desses interruptores estiver ativo ou não. Na verdade, um diodo do interruptor do lado primário irá bloquear apenas quando o interruptor do lado secundário, cujo sinal de comando é complementar ao do seu interruptor, entrar em condução, ou seja, a razão cíclica estabelecida nos interruptores do lado primário é controlada pela razão cíclica dos interruptores do lado secundário. Portanto, as correntes $\langle i_p \rangle$ e $\langle i_s \rangle$, na realidade, são controladas pela razão cíclica dos interruptores do lado primário apenas se estas correntes forem positivas e, no caso de serem negativas, estas são controladas efetivamente pela razão cíclica dos interruptores do lado secundário.

A Figura 2.18 ilustra as formas de onda da corrente $\langle i_p \rangle$, da razão cíclica definida pelo controlador e a razão cíclica real do interruptor durante a inversão do sentido do fluxo de potência do conversor para os casos com e sem tempo morto. Nos gráficos da coluna da esquerda não há tempo morto entre os interruptores. Percebe-se que neste caso, a razão cíclica definida pelo controlador e a realmente estabelecida são muito próximas. Nos gráficos da coluna da direita há tempo morto entre os interruptores e observa-se que a razão cíclica de-

finida pelo controlador e a razão cíclica real são semelhantes apenas até a transição da corrente $\langle i_p \rangle$ por zero. Imediatamente após este instante, a parcela referente ao tempo morto é adicionada à razão cíclica real dos interruptores lado primário.

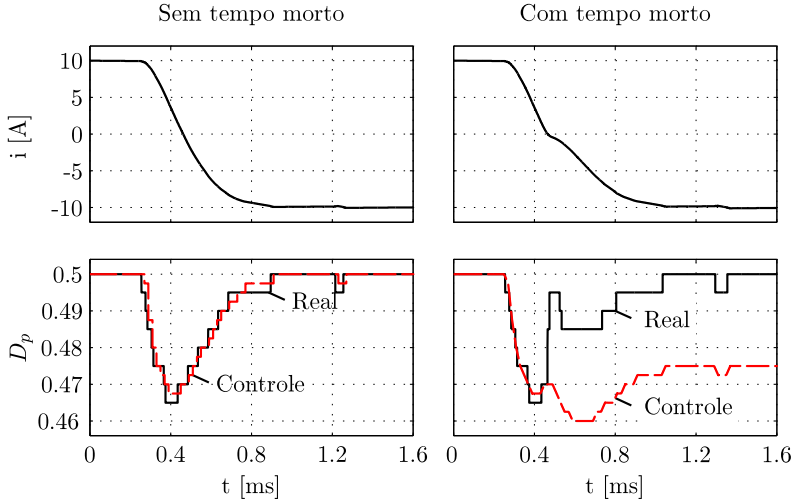


Figura 2.18. Comparação entre as formas de onda da corrente $\langle i_p \rangle$, da razão cíclica D_p definida pelo controle e a realmente imposta para os casos com e sem tempo morto entre os interruptores.

2.3 Análise voltada ao dimensionamento

Neste capítulo serão determinados os esforços de corrente, fluxo magnético e tensão sobre os elementos a fim de especificá-los ou projetá-los. Para isso, é necessário determinar os valores de tensão e corrente em cada componente, semicondutores e magnéticos, em cada etapa de operação e em todos os modos de operação. Tal procedimento será realizado nas seções 2.3.1 e 2.3.2 e os cálculos dos esforços nos semicondutores e elementos magnéticos serão apresentados nas seções 2.3.5 e 2.3.8, respectivamente.

2.3.1 Determinação dos Patamares de Corrente

A determinação dos valores dos patamares de corrente I_A e I_B já foi realizada na subseção 2.2.5.1. Nesta seção, estes valores serão apenas reapresentados. Os valores nos modos de operação Buck_{s→p} e Boost_{s→p} são respectivamente os mesmos que nos modos Boost_{p→s} e Buck_{p→s} com sinal oposto.

Os valores dos patamares de corrente I_A e I_B são dados pelas equações (2.85) e (2.86). A Figura 2.19 apresenta as formas de onda das correntes nos enrolamentos do indutor acoplado, L_{FBp} e L_{FBs} , indicadas como i_p e i_s e nos interruptores T_{p1} e T_{s1} que são as mesmas correntes que circulam nos enrolamento primário L_{PPp1} e enrolamento secundário L_{PPs1} do transformador *Push-Pull*, respectivamente, para o modo de operação Buck_{p→s} e, a Figura 2.20, realiza o mesmo para o modo Boost_{p→s}.

$$I_A = \frac{P}{E_p} \frac{1}{D} \quad (2.85)$$

$$I_B = \frac{P}{E_s} \frac{1}{1-D} \quad (2.86)$$

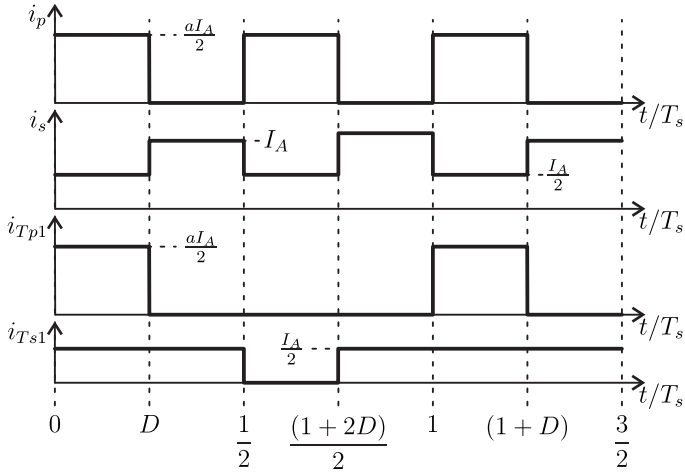


Figura 2.19. Formas de onda de corrente do conversor no modo de operação Buck_{p→s}.

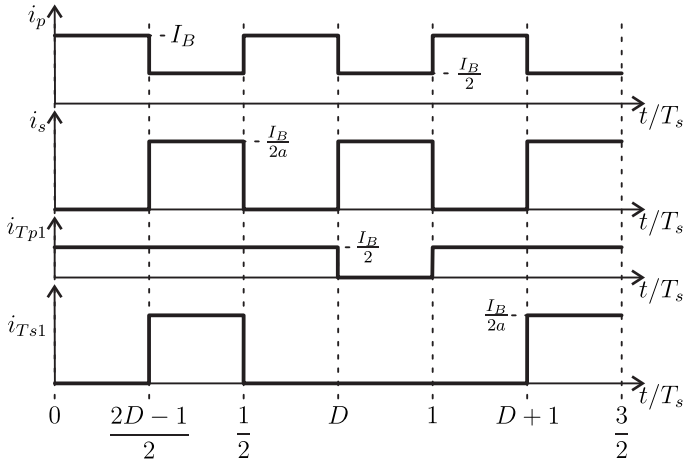


Figura 2.20. Formas de onda de corrente do conversor no modo de operação Boost_{p→s}.

2.3.2 Determinação dos Patamares de Tensão

O sistema de equações (2.87) é obtido através da aplicação da segunda lei de Kirchhoff nas malhas indicadas no circuito elétrico do conversor, apresentado pela Figura 2.21, e o sistema de equações (2.88), através da relação transformação entre os enrolamentos do transformador *Push-Pull* e do indutor acoplado.

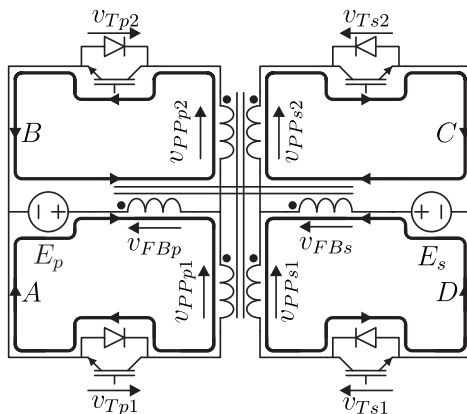


Figura 2.21. Circuito elétrico do conversor proposto com convenções das polaridades das tensões.

$$\begin{aligned}
 A : E_p - v_{FBp} - v_{PPp1} - v_{Tp1} &= 0 \\
 B : E_p - v_{FBp} + v_{PPp2} - v_{Tp2} &= 0 \\
 C : v_{Ts2} - v_{PPs2} - v_{FBs} - E_s &= 0 \\
 D : v_{Ts1} + v_{PPs1} - v_{FBs} - E_s &= 0
 \end{aligned} \tag{2.87}$$

$$\begin{aligned}
 v_{FBs} &= a v_{FBp} \\
 v_{PPs1} &= a v_{PPp1} \\
 v_{PPp1} &= v_{PPp2} \\
 v_{PPs1} &= v_{PPs2}
 \end{aligned} \tag{2.88}$$

No total, há oito equações e dez incógnitas, portanto, são ne-

cessárias mais duas condições linearmente independentes para que o sistema seja determinável. Os interruptores, quando comandados a conduzir, comportam-se como um curto-circuito, portanto, a tensão aplicada sobre esses é nula. Desta forma, é obtido o sistema de equações (2.89). A variável g_{xy} representa o sinal de comando do interruptor T_{xy} e deve ser atribuído o valor zero quando o interruptor está comandado a bloquear ou um no caso do interruptor está comandado a conduzir.

$$\begin{aligned} g_{p1}v_{Tp1} &= 0 \\ g_{p2}v_{Tp2} &= 0 \\ !g_{p1}v_{Ts2} &= 0 \\ !g_{p2}v_{Ts1} &= 0 \end{aligned} \tag{2.89}$$

Independendo do valor dos sinais de comando, duas das equações não acrescentaram informação para resolução do sistema. Por exemplo, se o sinal g_{Tp1} for um, a variável v_{Tp1} será nula, no entanto, se g_{Tp1} for zero, v_{Tp1} permanecerá indeterminada. Contudo, somando a primeira equação à terceira e a segunda equação à quarta, obtém-se o sistema de equações (2.90). Cada uma dessas equações sempre atribuirá zero a uma das variáveis.

$$\begin{aligned} g_{p1}v_{Tp1} + !g_{p1}v_{Ts2} &= 0 \\ g_{p2}v_{Tp2} + !g_{p2}v_{Ts1} &= 0 \end{aligned} \tag{2.90}$$

Um sistema linear é criado através dos sistemas de equações (2.87), (2.88) e (2.90), conforme apresentado na equação (2.91).

$$A \cdot x = b \tag{2.91}$$

Os valores de A , x e b são dados nas equações (C.7), (2.93) e (2.94), respectivamente.

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ a & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & g_{p1} & 0 & 0 & !g_{p1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & g_{p2} & !g_{p2} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.92)$$

$$x = \begin{bmatrix} v_{FBp} & v_{FBs} & v_{PPp1} & v_{PPp2} & v_{PPs1} & \cdots & \cdots & v_{PPs2} & v_{Tp1} & v_{Tp2} & v_{Ts1} & v_{Ts2} \end{bmatrix}^t \quad (2.93)$$

$$b = \begin{bmatrix} E_p & E_p & E_s & E_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t \quad (2.94)$$

2.3.3 Modo Buck_{p→s}

A Tabela 4 apresenta os valores dos sinais de comando dos interruptores do lado primário para cada etapa de operação do conversor no modo Buck_{p→s}.

Tabela 4. Sinais de comando dos interruptores em função da etapa de operação no modo Buck_{p→s}.

Sinal de Comando	Etapa			
	Primeira	Segunda	Terceira	Quarta
g_{p1}	1	0	0	0
g_{p2}	0	0	1	0

Nas Tabelas 5 e 6 são apresentados respectivamente os valores das tensões sobre cada enrolamento dos transformadores e sobre os semicondutores quando o conversor opera no modo Buck_{p→s}.

Tabela 5. Tensão sobre os enrolamentos dos transformadores com conversor operando no modo Buck_{p→s}.

Etapa de operação	v_{FBp}	v_{FBs}	v_{PPp1} v_{PPp2}	v_{PPs1} v_{PPs2}
Primeira	$\frac{aE_p - E_s}{2a}$	$\frac{aE_p - E_s}{2}$	$-\frac{aE_p + E_s}{2a}$	$-\frac{aE_p + E_s}{2}$
Segunda	$\frac{-E_s}{a}$	$-E_s$	0	0
Terceira	$\frac{E_s - aE_p}{2a}$	$\frac{E_s - aE_p}{2}$	$-\frac{aE_p + E_s}{2a}$	$-\frac{aE_p + E_s}{2}$
Quarta	$\frac{-E_s}{a}$	$-E_s$	0	0

Tabela 6. Tensão sobre os semicondutores com conversor operando no modo Buck_{p→s}.

Etapa	v_{Tp1}	v_{Tp2}	v_{Ts1}	v_{Ts2}
Primeira	0	$\frac{aE_p + E_s}{a}$	0	$aE_p + E_s$
Segunda	$\frac{aE_p + E_s}{a}$	$\frac{aE_p + E_s}{a}$	0	0
Terceira	$\frac{aE_p + E_s}{a}$	0	$aE_p + E_s$	0
Quarta	$\frac{aE_p + E_s}{a}$	$\frac{aE_p + E_s}{a}$	0	0

2.3.4 Modo Boost_{p→s}

A Tabela 7 apresenta os valores dos sinais de comando dos interruptores do lado primário para cada etapa de operação do conversor no modo Boost_{p→s}.

Tabela 7. Sinais de Comando dos interruptores em função da etapa de operação no modo Boost_{p→s}.

Sinal de Comando	Etapa			
	Primeira	Segunda	Terceira	Quarta
g_{p1}	1	1	1	0
g_{p2}	1	0	1	1

Nas Tabelas 8 e 9 são respectivamente apresentados os valores das tensões sobre cada enrolamento dos transformadores e sobre os semicondutores quando o conversor opera no modo Boost_{p→s}.

Tabela 8. Tensão sobre os enrolamentos dos transformadores com conversor operando no modo Boost_{p→s}.

Etapa de operação	v_{FBp}	v_{FBs}	v_{PPp1} v_{PPp2}	v_{PPs1} v_{PPs2}
Primeira	E_p	aE_p	0	0
Segunda	$\frac{aE_p - E_s}{2a}$	$\frac{aE_p - E_s}{2}$	$\frac{aE_p + E_s}{2a}$	$\frac{aE_p + E_s}{2}$
Terceira	E_p	aE_p	0	0
Quarta	$\frac{aE_p - E_s}{2a}$	$\frac{aE_p - E_s}{2}$	$\frac{-aE_p + E_s}{2a}$	$\frac{-aE_p - E_s}{2}$

2.3.5 Dimensionamento dos Semicondutores

Os esforços nos semicondutores são divididos em duas categorias: valor eficaz da corrente e valor máximo de tensão sobre o elemento. Em ambos os casos, serão determinadas as expressões que relacionam esses

Tabela 9. Tensão sobre os semicondutores com conversor operando no modo Boost_{p→s}.

Etapa	v_{Tp1}	v_{Tp2}	v_{Ts1}	v_{Ts2}
Primeira	0	0	$aE_p + E_s$	$aE_p + E_s$
Segunda	0	$\frac{aE_p + E_s}{a}$	0	$aE_p + E_s$
Terceira	0	0	$aE_p + E_s$	$aE_p + E_s$
Quarta	$\frac{aE_p + E_s}{a}$	0	$aE_p + E_s$	0

esforços à razão cíclica. Essas expressões serão normalizadas por especificações do conversor tais como tensão da fonte primária e potência nominal.

2.3.6 Esforços de Corrente

A Tabela 10 apresenta os valores dos patamares de corrente nos semicondutores para todas as etapas nos modos Buck_{p→s} e Boost_{p→s}.

Tabela 10. Patamares de corrente nos semicondutores e duração das etapa de operação.

Modo	Grandeza	Etapa de operação			
		Primeira	Segunda	Terceira	Quarta
Buck _{p→s}	i_{Tp1}	$a \frac{I_A}{2}$	0	0	0
	i_{Ts1}	$\frac{I_A}{2}$	I_A	0	$\frac{I_A}{2}$
	Δt	DT_s	$\frac{1-2D}{2}T_s$	DT_s	$\frac{1-2D}{2}T_s$
Boost _{p→s}	i_{Tp1}	I_B	$\frac{I_B}{2}$	I_B	0
	i_{Ts1}	0	$\frac{I_B}{2a}$	0	0
	Δt	$\frac{2D-1}{2}T_s$	$(1-D)T_s$	$\frac{2D-1}{2}T_s$	$(1-D)T_s$

A equação (2.95) determina o valor eficaz no interruptor y do lado x em um período de chaveamento.

$$I_{Txy.ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Tp1}^2 dt} \quad (2.95)$$

Considerando-se que a variação de corrente durante cada etapa de operação é muito menor que o valor médio, o valor eficaz da corrente pode ser calculado substituindo-se os valores da Tabela 10 na equação (2.95) para todos os interruptores. Os valores dos patamares I_A e I_B são relembrados pelas equações (2.96) e (2.97).

$$I_A = \frac{P}{E_p} \frac{1}{D} \quad (2.96)$$

$$I_B = \frac{P}{E_s} \frac{1}{1-D} \quad (2.97)$$

O valor eficaz da corrente nos interruptores do lado primário, operando no modo Buck_{p→s} e Boost_{p→s}, é dado pelas equações (2.98) e (2.99), respectivamente.

$$\begin{aligned} I_{Tpy.ef} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Tp1}^2 dt} \\ I_{Tpy.ef} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} (aI_A)^2 dt} \\ I_{Tpy.ef} &= \sqrt{D} a I_A \\ I_{Tpy.ef} &= \sqrt{D} \frac{P}{2DE_p} \\ I_{Tpy.ef} &= \frac{P}{E_p} \frac{1}{2\sqrt{D}} \end{aligned} \quad (2.98)$$

$$\begin{aligned} I_{Tpy.ef} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Tp1}^2 dt} \\ I_{Tpy.ef} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Tp1}^2 dt} \\ I_{Tpy.ef} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} (I_A)^2 dt} \end{aligned}$$

$$I_{Tpy.ef} = \sqrt{D} I_A$$

$$I_{Tpy} = \frac{P}{E_p} \frac{1}{2\sqrt{D}} \quad (2.99)$$

Em ambos os modos, as expressões que definem o valor eficaz são as mesmas. Dividindo-se a equação (2.99) pelo valor médio da corrente do lado primário, dada por (2.100), obtém-se em (2.101) o valor eficaz normalizado da corrente nos interruptores do lado primário.

$$\langle i_p \rangle = \frac{P}{E_p} \quad (2.100)$$

$$\bar{I}_{Tpy} = \frac{1}{2\sqrt{D}} \quad (2.101)$$

O mesmo procedimento é realizado para os interruptores do lado secundário. O valor eficaz da corrente nos interruptores do lado secundário é dado pela equação (2.102). Dividindo este valor pelo valor médio da corrente no lado secundário, dado por (2.103), obtém-se na equação (2.104) o valor eficaz da corrente nos interruptores T_{s1} e T_{s2} normalizado.

$$I_{Tsy.ef} = \frac{P}{E_s} \frac{1}{2\sqrt{1-D}} \quad (2.102)$$

$$\langle i_s \rangle = \frac{P}{E_s} \quad (2.103)$$

$$\bar{I}_{Tsy.ef} = \frac{1}{2\sqrt{1-D}} \quad (2.104)$$

A Figura 2.22 apresenta o valor eficaz normalizado da corrente nos interruptores em função da razão cíclica. Verifica-se que para razão cíclica nula ou unitária, o valor eficaz normalizado dos interruptores de um dos lados é minimizado, enquanto o outro tende ao infinito. No entanto, para razão cíclica de 50 %, os valores normalizados são iguais. Portanto, ao restringir a faixa de operação da razão cíclica entorno desse valor, os esforços de corrente serão minimizados, não do ponto de vista de cada componente mas do conjunto.

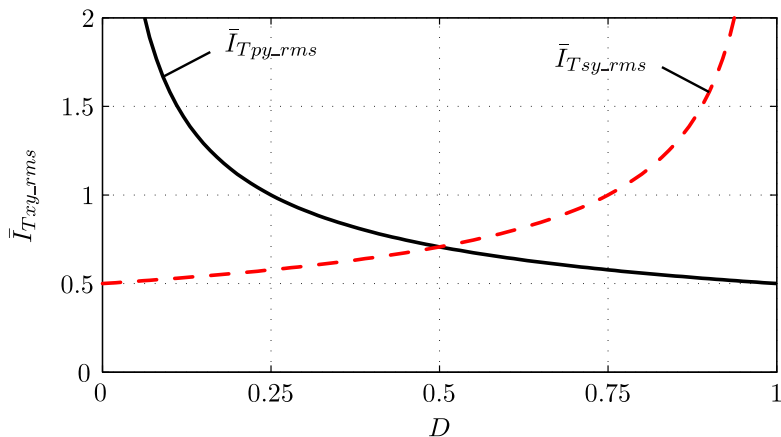


Figura 2.22. Valor eficaz normalizado da corrente nos semicondutores em função da razão cíclica.

2.3.7 Esforços de Tensão

Verifica-se, através das Tabelas 6 e 9, que os valores máximos de tensão sobre os interruptores do lado primário e secundário são a soma da tensão da fonte de seu lado e a tensão da fonte do outro lado referenciado ao seu lado, conforme apresentado nas equações (2.105) e (2.106), respectivamente.

$$V_{Tpy_max} = \frac{aE_p + E_s}{a} \quad (2.105)$$

$$V_{Tsy_max} = aE_p + E_s \quad (2.106)$$

Reescrevendo o valor E_s em (2.105) em função de E_p e o valor de E_p em (2.106) em função de E_s através do emprego da expressão do ganho estático, equação (2.12), obtém-se o valor máximo sobre os interruptores do lado primário e secundário em função da razão cíclica respectivamente em (2.107) e (2.108).

$$V_{Tpy_max}(D) = E_p \frac{1}{1-D} \quad (2.107)$$

$$V_{Tsy_max}(D) = E_s \frac{1}{D} \quad (2.108)$$

Normalizando a equação (2.107) em função do valor E_p e a equação (2.108) em função do valor E_s , obtêm-se as equações (2.109) e (2.110) que representam o valor máximo de tensão sobre os interruptores do lado primário e secundário normalizado, respectivamente.

$$\bar{V}_{Tpy_max}(D) = \frac{1}{1-D} \quad (2.109)$$

$$\bar{V}_{Tsy_max}(D) = \frac{1}{D} \quad (2.110)$$

A Figura 2.23 descreve o comportamento destes valores em função da razão cíclica. Por meio desta figura, verifica-se que conforme o valor da razão cíclica aproxima-se de um dos limites da sua faixa de operação, a tensão sobre os interruptores de um dos lados diminui, contudo, o valor da tensão do outro aumenta. Entretanto, para razão cíclica de 50 %, o valor da tensão sobre os interruptores em ambos os lados será apenas o dobro do valor da tensão da fonte do seu lado, $2E_p$ para os do lado primário e $2E_s$ para os do secundário. Portanto, se restringir a razão cíclica para uma faixa entorno de 50 %, o valor máximo da tensão sobre os interruptores será minimizado da mesma forma que seus esforços de corrente o foram.

2.3.8 Dimensionamento dos Componentes Magnéticos

Nesta seção será apresentado o dimensionamento dos componentes magnéticos. Para cada circuito, inicialmente serão calculados os esforços de corrente e, em seguida, o produto de áreas $A_e A_w$. Na Figura 2.24 são indicadas as grandezas A_e e A_w em núcleo do tipo E.

2.3.9 Indutor Acoplado

Os valores eficazes das correntes nos enrolamentos do indutor acoplado são calculados a partir da equação (2.111).

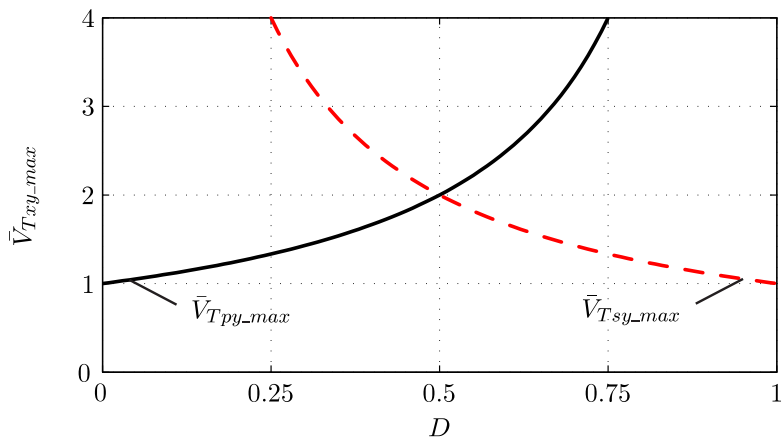


Figura 2.23. Valor máximo normalizado da tensão sobre os interruptores em função da razão cíclica.

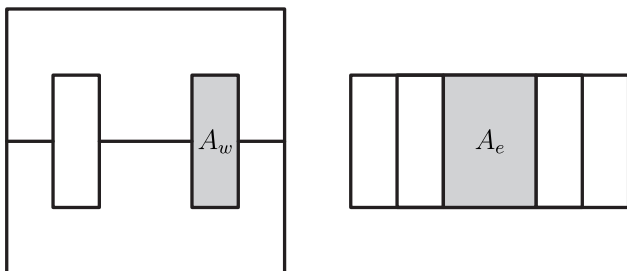


Figura 2.24. Descrição das dimensões de um núcleo magnético.

$$I_{x.ef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_x^2 dt} \quad (2.111)$$

Os valores eficazes das correntes dos lados primário e secundário são obtidos nas equações (2.112) e (2.113) substituindo os valores dos patamares de corrente nos enrolamentos indicados na Figura 2.19, para o modo Buck_{p→s}, e na Figura 2.20, para o modo Boost_{p→s}, na equação (2.111).

$$I_{p.ef} = \begin{cases} \frac{P}{E_p} \frac{1}{\sqrt{2D}} & \text{para } D < 0,5 \\ \frac{P}{E_p} \frac{\sqrt{6D-2}}{2D} & \text{para } D > 0,5 \end{cases} \quad (2.112)$$

$$I_{s.ef} = \begin{cases} \frac{P}{E_s} \frac{\sqrt{4-6D}}{2(1-D)} & \text{para } D < 0,5 \\ \frac{P}{E_s} \frac{1}{\sqrt{2(1-D)}} & \text{para } D > 0,5 \end{cases} \quad (2.113)$$

Os valores eficazes normalizados das correntes dos lados primário e secundário são obtidos dividindo a equação (2.112) pelo valor médio $\langle i_p \rangle$ e a equação (2.113) por $\langle i_s \rangle$, respectivamente. Os resultados são apresentados nas equações (2.114) e (2.115) e seu comportamento apresentado pela Figura 2.25.

$$\bar{I}_{p.ef} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2D}} & \text{para } D < 0,5 \\ \frac{\sqrt{6D-2}}{2D} & \text{para } D > 0,5 \end{cases} \quad (2.114)$$

$$\bar{I}_{s.ef} = \begin{cases} \frac{\sqrt{4-6D}}{2(1-D)} & \text{para } D < 0,5 \\ \frac{1}{\sqrt{2(1-D)}} & \text{para } D > 0,5 \end{cases} \quad (2.115)$$

Observa-se que para razão cíclica de 0,5, o valor eficaz das correntes nos enrolamentos do indutor acoplado são mínimos para uma dada especificação de potência e de tensões das fontes do lado primário e secundário.

O valor da área A_{wFB} , dado pela equação (2.116), deve ser suficientemente extenso para acomodar N_{FBp} condutores do enrolamento do lado primário e N_{FBs} do lado secundário com uma densidade de corrente J_{FB} e coeficiente de acomodação k_{wFB} .

$$J_{FB} k_{wFB} A_{wFB} = N_{FBp} I_{p.ef} + N_{FBs} I_{s.ef}$$

$$A_{wFB} = \frac{N_{FBp} I_{p.ef} + N_{FBs} I_{s.ef}}{k_{wFB} J_{FB}} \quad (2.116)$$

Considerando que o número de espiras do lado secundário do

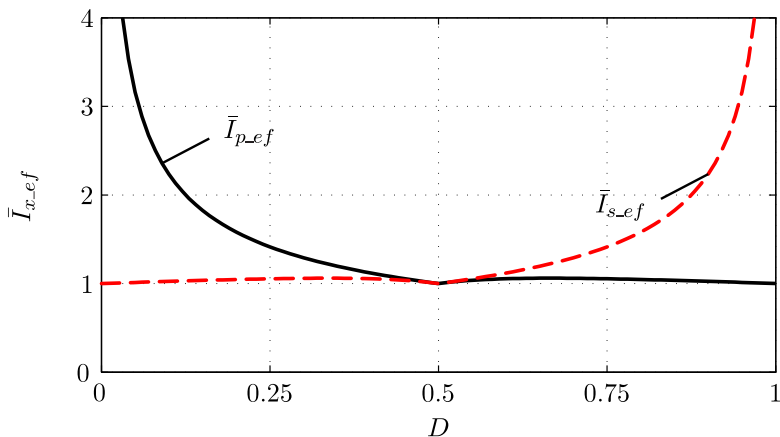


Figura 2.25. Valor eficaz normalizado das correntes nos enrolamentos do indutor acoplado.

indutor acoplado segue a relação apresentada na expressão (2.117), a equação (2.116) pode ser reescrita conforme a equação (2.118).

$$N_{FBs} = aN_{FBp} \quad (2.117)$$

$$A_{w_FB} = N_{FBp} \frac{I_{p_ef} + aI_{s_ef}}{k_{wFB}J_{FB}} \quad (2.118)$$

O valor da área A_{eFB} deve ser suficientemente elevado para que o fluxo no núcleo não force o material a operar na saturação. O fluxo no núcleo do indutor acoplado é dado pela equação (2.119) e seu valor máximo por (2.120).

$$N_{FBp}\phi_{FB} = L_{FBp}i_p + M_{FB}i_s \quad (2.119)$$

$$N_{FBp}\phi_{FB,max} = \max(L_{FBp}i_p + M_{FB}i_s) \quad (2.120)$$

O valor máximo do fluxo no material pode ser reescrito em função do valor máximo da densidade de campo magnético e da área A_{eFB} , conforme a equação (2.121).

$$\phi_{FB_max} = B_{FB_max} A_{eFB} \quad (2.121)$$

Substituindo-se a equação (2.121) em (2.120) e isolando-se o termo A_{eFB} , obtém-se a equação (2.122).

$$N_{FBp} B_{FB_max} A_{eFB} = \max(L_{FBp} i_p + M_{FB} i_s)$$

$$A_{eFB} = \frac{\max(L_{FBp} i_p + M_{FB} i_s)}{N_{FBp} B_{FB}} \quad (2.122)$$

O valor da indutância mútua M_{FB} é dada pela relação apresentada por (2.123). Substituindo-se esta relação na equação (2.122), obtém-se (2.124).

$$M_{FB} = L_{FBp} a \quad (2.123)$$

$$A_{eFB} = \frac{1}{N_{FBp}} L_{FBp} \frac{\max(i_p + a i_s)}{B_{FB}} \quad (2.124)$$

O termo $(i_p + a i_s)$ reflete o comportamento do fluxo no núcleo. Este valor pode ser considerado constante se a variação de fluxo no intervalo da etapa de operação for desprezível comparada ao valor médio, portanto, para qualquer instante, a soma das correntes i_p e i_s corresponde ao valor máximo. No entanto, a fim de evidenciar graficamente estes valores de i_p e i_s , será escolhida uma etapa de operação específica para cada modo: segunda etapa de operação no modo Buck_{p→s} e primeira etapa no modo Boost_{p→s}. Nessas etapas, apenas uma das correntes tem valor nulo, enquanto o valor da outra é igual ao valor de um dos patamares de corrente, I_A ou I_B . Através das Figuras 2.19 e 2.20, verifica-se que nestas etapas, i_p é igual a I_B , modo Boost_{p→s}, e i_s é a I_A , modo Buck_{p→s}. Efetuando-se estas considerações na equação (2.124), obtém-se o valor necessário da área A_{eFB} na equação (2.125).

$$A_{eFB} = \begin{cases} \frac{1}{N_{FBp}} L_{FBp} \frac{a I_A}{B_{FB}} & \text{para } D < 0,5 \\ \frac{1}{N_{FBp}} L_{FBp} \frac{I_B}{B_{FB}} & \text{para } D > 0,5 \end{cases} \quad (2.125)$$

Realizando-se o produto das equações (2.118) e (2.125), obtém-se o produto de áreas do núcleo do indutor acoplado $A_e A_{wFB}$ na equação (2.126).

$$A_e A_{wFB} = \begin{cases} L_{FBp} \frac{a I_A (I_{p.ef} + a I_{s.ef})}{B_{FB} k_{wFB} J_{FB}} & \text{para } D < 0,5 \\ L_{FBp} \frac{I_B (I_{p.ef} + a I_{s.ef})}{B_{FB} k_{wFB} J_{FB}} & \text{para } D > 0,5 \end{cases} \quad (2.126)$$

Após escolhido um núcleo, determina-se o número de espiras do lado primário N_{FBp} , através da equação (2.127), e do lado secundário N_{FBs} , através da equação (2.117).

$$N_{FBp} = \frac{2l_{FB} L_{FBp}}{\mu_0 A_{eFB}} \quad (2.127)$$

O valor máximo do raio da seção transversal dos condutores não deve exceder o valor determinado pela equação (2.128).

$$\delta_{FB} = \frac{0,075}{\sqrt{2f_s}} [m] \quad (2.128)$$

2.3.10 Transformador *Push-Pull*

Os valores eficazes das correntes nos enrolamentos do transformador *Push-Pull*, $I_{PPpy.ef}$ e $I_{PPsy.ef}$, são os mesmos que nos interruptores, $I_{Tpy.ef}$ e $I_{Tsy.ef}$.

A área A_{wPP} , dada pela equação (2.129), deve ser suficientemente extensa para acomodar $2N_{PPp}$ espiras do condutor que compõem os enrolamentos primários e $2N_{PPs}$ espiras que compõem os enrolamentos secundários com densidade de corrente J_{PP} e coeficiente de acomodação k_{wPP} .

$$J_{PP} k_{wPP} A_{wPP} = 2N_{PPp} I_{PPpy.ef} + 2N_{PPs} I_{PPsy.ef} \quad (2.129)$$

Isolando-se o termo A_{wPP} e considerando-se a relação de transformação a , número de espiras do secundário pelo primário, a equação (2.129) pode ser reescrita como (2.130).

$$A_{wPP} = N_{PPp} \frac{2(I_{PPpy.ef} + aI_{PPsy.ef})}{J_{PP}k_{PP}} \quad (2.130)$$

O valor da área A_{ePP} , dado pela equação (2.131), deve ser suficientemente grande de forma que a variação da densidade de fluxo magnético seja adequada.

$$\Delta\phi_{PPp1} = N_{PPp}\Delta B_{PP}A_{ePP}$$

$$A_{ePP} = \frac{\Delta\phi_{PPp1}}{N_{PPp}\Delta B_{PP}} \quad (2.131)$$

A variação de fluxo no enrolamento primário é calculada pela equação (2.132).

$$\Delta\phi_{PPp1} = \int_0^{T_s/2} v_{PPp1} dt \quad (2.132)$$

Substituindo-se os valores de tensão sobre os enrolamentos apresentados nas Tabelas 5 e 8 na equação (2.132) e empregando-se a expressão do ganho estático para reescrever E_s em função de E_p , obtém-se na equação (2.133) a variação de fluxo do enrolamento primário em função da razão cíclica.

$$\Delta\phi_{PPp1} = \begin{cases} \frac{D}{1-D} \frac{E_p}{2f_s} & \text{para } D < 0,5 \\ \frac{E_p}{2f_s} & \text{para } D > 0,5 \end{cases} \quad (2.133)$$

O valor da área A_{ePP} é obtido na equação (2.134) substituindo (2.133) em (2.131)

$$A_{ePP} = \begin{cases} \frac{1}{N_{PPp}} \frac{D}{1-D} \frac{E_p}{2f_s \Delta B_{PP}} & \text{para } D < 0,5 \\ \frac{1}{N_{PPp}} \frac{E_p}{2f_s \Delta B_{PP}} & \text{para } D > 0,5 \end{cases} \quad (2.134)$$

O produto de áreas $A_e A_{wPP}$ é obtido multiplicando as equações (2.130) e (2.134). O resultado é dado pela equação (2.135).

$$A_e A_{wPP} = \begin{cases} \frac{D}{1-D} \frac{(I_{PPpy-ef} + aI_{PPsy-ef}) E_p}{f_s \Delta B_{PP} J_{PP} k_{PP}} & \text{para } D < 0,5 \\ \frac{(I_{PPpy-ef} + aI_{PPsy-ef}) E_p}{f_s \Delta B_{PP} J_{PP} k_{PP}} & \text{para } D > 0,5 \end{cases} \quad (2.135)$$

Após escolhido um núcleo, o número de espiras dos enrolamentos do lado primário N_{PPp} é calculado através da equação (2.136) e do lado secundário por (2.137).

$$N_{PPp} = \frac{\Delta \Phi_{PPpy}}{A_{ePP} \Delta B_{PP}} \quad (2.136)$$

$$N_{PPs} = a N_{PPp} \quad (2.137)$$

O valor do raio da seção transversal dos condutores não deve exceder o valor calculado através da equação (2.138).

$$\delta_{PP} = \frac{0,075}{\sqrt{f_s}} [m] \quad (2.138)$$

2.3.11 Circuito de Grampeamento

A influência das indutâncias de dispersão do transformador e do indutor acoplado e das indutâncias parasitas não foram levadas em consideração na descrição das etapas de operação do conversor. Durante o bloqueio de um dos interruptores, as correntes nessas indutâncias não terão um caminho para circular e isto gerará sobretensões sobre os interruptores que a comutaram. Para evitar isso, o emprego de um circuito grampeador é necessário. Dentre os tipos existentes, optou-se por um grampeador semi-regenerativo devido sua simplicidade de ajuste e por regenerar uma parcela da energia. A topologia do conversor é apresentada na Figura 2.26 com o circuito grampeador realçado em cinza.

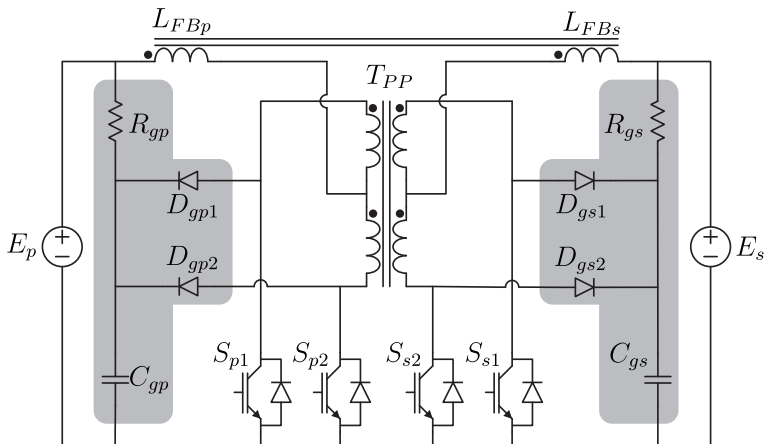


Figura 2.26. Topologia proposta com grameamento semirregenerativo.

2.4 Metodologia e Exemplo de Projeto

Neste capítulo será apresentada a metodologia empregada para dimensionar o estágio de potência de protótipo e o projeto do seu compensador de corrente média. Um exemplo de projeto de um protótipo também será apresentado usando esta metodologia. Por fim, serão apresentados resultados obtidos por simulação do exemplo de projeto operando com controle em malha fechada do valor médio da corrente interligando duas fontes de tensão com referenciais distintos.

2.4.1 Cálculos Preliminares

Antes de realizar o dimensionamento propriamente dito dos componentes, é necessário determinar algumas grandezas como relação entre espiras dos enrolamentos dos circuitos magnéticos, valor nominal da razão cíclica D_{po} e outras mais que devem ser conhecidas para executar a metodologia proposta.

O ganho estático do conversor é definido através das especificações de tensão da fonte do lado secundário E_s e do lado primário E_p e, portanto, o valor da razão cíclica e da relação entre espiras devem ser ajustados de forma a estabelecer este ganho. Na seção 2.3 foi

verificado que os esforços de tensão e corrente nos componentes são minimizados para razão cíclica de 50%, portanto, a razão cíclica nominal, D_{po} , será ajustada para este valor a fim de aproveitar estes benefícios. Desta forma, a relação de transformação a é determinada conforme apresentado na equação (2.139).

$$a = \frac{E_s}{E_p} \frac{1 - D_{po}}{D_{po}} \quad (2.139)$$

Na prática, as tensões das fontes podem variar dependendo da potência drenada ou consumida, portanto, o ganho estático também variará e, dessa maneira, a razão cíclica deve ser ajustada de forma a estabelecer o ganho estático necessário. Desta forma, é interessante definir uma faixa de operação para a razão cíclica e que seja entorno do valor de 50 %. Para definir esta faixa, deve-se definir qual ganho estático mínimo, G_{min} , e máximo, G_{max} , deseja-se estabelecer e, a partir destes valores, definir os limites da razão cíclica. Os valores mínimo e máximo da razão cíclica e sua faixa de operação são determinados conforme as equações (2.140), (2.141) e (2.142), respectivamente, e o comportamento do ganho estático é definido por (2.143).

$$D_{min} = \frac{G_{min}}{a + G_{min}} \quad (2.140)$$

$$D_{max} = \frac{G_{max}}{a + G_{max}} \quad (2.141)$$

$$D_{min} < D < D_{max} \quad (2.142)$$

$$G(D) = a \frac{D}{1 - D} \quad (2.143)$$

Nos ensaios do conversor, a tensão de E_p é mantida constante e, a tensão de E_s , ajustada de forma que o conversor opere em um dos diversos modos de operação. A tensão E_s é dada em (2.144) em função da razão cíclica.

$$E_s(D) = G(D)E_p \quad (2.144)$$

O valor médio da corrente no primário, $I_{p_{med}}$, é calculado conforme a equação (2.145). Para uma dada potência, seu valor não varia

independente do modo de operação e razão cíclica, assim como a resistência equivalente do conversor do ponto de vista do lado primário, R_p , calculada através da equação (2.146). O mesmo não ocorre em relação ao valor máximo da corrente i_p , conforme pode ser determinado através da equação (2.147).

$$I_{p_med} = \frac{P_o}{E_p} \quad (2.145)$$

$$R_p = \frac{E_p^2}{P} \quad (2.146)$$

$$I_{p_max} = \frac{I_{p_med}}{D_{min}} \quad (2.147)$$

Conforme a tensão E_s varia, o valor médio da corrente do lado secundário, I_{s_med} , varia de forma que a potência processada pelo conversor permaneça constante. O mesmo ocorre com relação à resistência equivalente da carga, R_s . Os valores de I_{s_med} e R_s são respectivamente calculados a partir das equações (2.148) e (2.149).

$$I_{s_med}(D) = \frac{P_{nom}}{G(D)E_p} \quad (2.148)$$

$$R_s(D) = \frac{G(D)E_p}{I_{s_med}(D)} \quad (2.149)$$

2.4.2 Transformador

Os valores eficazes normalizados das correntes nos enrolamentos do lado primário e secundário do transformador *Push-Pull* são calculados pelas equações (2.101) e (2.104), nesta ordem. Os enrolamentos devem ser dimensionados para suportar o máximo valor eficaz de suas correntes para qualquer valor de razão cíclica dentro do intervalo definido acima. Estes esforços são calculados através das equações (2.150), para enrolamentos do lado primário, e (2.151), para os enrolamentos do lado secundário.

$$I_{PPpy_ef_max} = I_{p_med}(\bar{I}_{Tpy}(D)) \quad (2.150)$$

$$I_{PPsy_ef_max} = \max(I_s(D)\bar{I}_{Tsy}(D)) \quad (2.151)$$

Da mesma forma que o valor eficaz da corrente nos enrolamentos, a variação de fluxo no enrolamento primário do transformador *Push-Pull*, a ser considerada no dimensionamento, deve ser a máxima para qualquer valor de razão cíclica no intervalo definido, portanto, o máximo valor da equação (2.133), conforme apresentado em (2.152).

$$\Delta\Phi_{PPp1_max} = \max(\Delta\Phi_{PPp1}(D)) \quad (2.152)$$

Desta forma, o produto de áreas do núcleo do transformador *Push-Pull* deve ser calculado através da equação (2.153) em vez de (2.135) tendo em vista que a última equação é válida apenas se for considerado um ponto de operação e não a faixa de operação definida neste capítulo.

$$A_e A_{wPP} = \frac{\Delta\Phi_{PPp1_max} (I_{PPpy_ef_max} + a I_{PPsy_ef_max})}{f_s \Delta B_{PP} J_{PP} k_{PP}} \quad (2.153)$$

2.4.3 Indutor Acoplado

O valor da indutância do enrolamento primário do indutor acoplado é proporcional ao maior valor que a equação (2.35) adquire no intervalo de razão cíclica. Seu valor é calculado através da equação (2.154) e o valor da indutância do enrolamento secundário por (2.155).

$$L_{FBp} = \frac{R_p}{f_s \Delta i_{\%}} \max(\bar{L}_{FBp}(D)) \quad (2.154)$$

$$L_{FBs} = a^2 L_{FBp} \quad (2.155)$$

Os enrolamentos do indutor acoplado devem ser dimensionados para suportar a corrente que circula por eles para qualquer ponto de operação. Seus valores são calculados através das equações (2.156) e (2.157).

$$I_{FBp_ef_max} = I_{p_med} \max(I_{p_ef}(D)) \quad (2.156)$$

$$I_{FBs_{ef_max}} = \max(I_{s_{med}}(D)I_{s_{ef}}(D)) \quad (2.157)$$

O valor do produto de áreas do indutor acoplado é calculado através de (2.158).

$$A_e A_{wFB_min} = L_{FBp} \frac{I_{p_max}(I_{p_ef_max} + aI_{s_{ef_max}})}{B_{FB}k_{wFB}J_{FB}} \quad (2.158)$$

Empregando-se esses valores, o valor eficaz da corrente e produto de áreas, resultará em um projeto conservador do indutor, pois estes não serão máximos simultaneamente, no entanto, este projeto é satisfatório tendo em vista que o objetivo deste trabalho é construir um protótipo para provar conceitos.

2.4.4 Interruptores

Os interruptores do lado primário e secundário devem ser capazes de suportar, no mínimo, as tensões determinadas através das equações (2.159) e (2.160). Estes valores são referentes aos patamares de tensão estabelecidos considerando o funcionamento ideal do conversor. Entretanto, tratando-se de um conversor isolado, haverá sobretensões nos interruptores devido às indutâncias de dispersão do indutor acoplado e do transformador *Push-Pull*. Portanto, o máximo valor de tensão que os interruptores deverão suportar será, na realidade, definido pelo circuito grampeador empregado. Estes circuitos devem ser ajustados para que o valor da tensão em que atuarão seja um pouco maior que o definido pelas equações (2.159) e (2.160).

$$V_{Tpy_max} = E_p \max(\bar{V}_{Tpy}(D)) \quad (2.159)$$

$$V_{Tsy_max} = E_p \max(G(D)\bar{V}_{Tsy}(D)) \quad (2.160)$$

Os esforços de corrente dos interruptores do lado primário são definidos pelas equações (2.161) e (2.162) e os do lado secundário pelas equações (2.163) e (2.164).

$$I_{Tpy.med.max} = \frac{I_p}{2} \quad (2.161)$$

$$I_{Tpy.ef.max} = I_p \max(\bar{I}_{Tpy}(D)) \quad (2.162)$$

$$I_{Tsy.ef.max} = \max(I_s(D) \bar{I}_{Tsy}(D)) \quad (2.163)$$

$$I_{Tsy.med.max} = \frac{1}{2} \max(I_s(D)) \quad (2.164)$$

2.4.5 Projeto do Compensador de Corrente

A arquitetura de controle empregada é apresentada pela Figura 2.27 e a planta da corrente $\langle i_p \rangle$ em função da razão cíclica é reapresentada na equação (2.165).

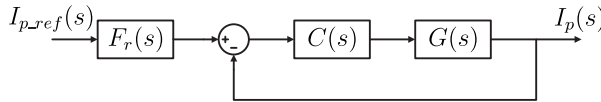


Figura 2.27. Arquitetura de controle empregada na malha da corrente $\langle i_p \rangle$.

$$\frac{I_p(s)}{D(s)} = \frac{D}{1-D} \frac{E_p}{L_{FBp}} \frac{1}{s} \quad (2.165)$$

O controlador a ser empregado é um proporcional-integral. Sua estrutura é apresentada na equação (2.166) e seus coeficientes Z_0 e K_{PI} são calculados pelas equações (2.167) e (2.168), respectivamente.

$$C(s) = K_{PI} \frac{s + Z_0}{s} \quad (2.166)$$

$$Z_0 = \frac{\omega_0}{\tan(MF - \pi)} \quad (2.167)$$

$$K_{PI} = \frac{L_{FBp}}{E_p} \frac{\omega_c^2}{\sqrt{\omega_c^2 + Z_0^2}} \quad (2.168)$$

O bloco $F_r(s)$ representa um filtro de referência usado para que a corrente $I_p(s)$ não apresente sobressinal devido a uma variação no sinal de referência $I_{p.ref}(s)$. Sua função transferência é apresentada pela equação (2.169). O polo deste filtro deve ser posicionado na frequência do zero do controlador e seu ganho, em baixa frequência, deve ser unitário.

$$F(s) = \frac{Z_0}{s + Z_0} \quad (2.169)$$

2.4.6 Exemplo de Projeto

Nesta seção será apresentado um exemplo do projeto do conversor com controle em malha fechada do valor médio de corrente.

2.4.7 Especificação e Projeto

As especificações referentes ao circuito de potência do conversor são mostradas na Tabela 11 e àquelas referentes aos requisitos de resposta dinâmica na Tabela 12.

Tabela 11. Especificação do conversor.

Parâmetro	Valor
Potência Nominal	800 W
Tensão do Lado Primário	160 V
Tensão do Lado Secundário	80 V
Frequência de Chaveamento	50 kHz
Ondulação de Corrente	11 %
Densidade de fluxo máxima	0,25T
Variação de densidade de fluxo	0,16T
Densidade de Corrente	450 A

Tabela 12. Especificação do projeto de controle da corrente primária.

Parâmetro	Valor
Margem de Fase	78, 69°
Frequência de Cruzamento por Zero	2kHz

2.4.8 Dimensionamento do Estágio de Potência do Conversor

O valor nominal de razão cíclica, D_{po} , escolhido será de 50% pois os componentes do conversor apresentam menores esforços de tensão e corrente e o valor da indutância do indutor acoplado apresenta seu menor valor possível neste ponto de operação conforme foi verificado nas seções 2.4.2, 2.4.3 e 2.4.4. A faixa de operação da razão cíclica será arbitrariamente definida entre 0,45 e 0,55. Isso possibilita mostrar o funcionamento do conversor nos quatro modos de operação.

Com o ponto de operação definido, a relação de transformação a deve ser ajustada para estabelecer o ganho estático necessário. Este valor é obtido substituindo-se as especificações da Tabela 12 em (2.139). O resultado é apresentado na equação (2.170).

$$\begin{aligned}
 a &= \frac{E_s}{E_p} \frac{1 - D_{po}}{D_{po}} \\
 a &= \frac{80}{160} \frac{1 - 0,5}{0,5} \\
 a &= 0,5
 \end{aligned} \tag{2.170}$$

A Figura 2.28 exibe o comportamento dos esforços de tensão e corrente dos componentes, variação de fluxo no transformador *Push-Pull* e indutância própria do enrolamento primário do indutor acoplado em função da razão cíclica para o intervalo definido considerando a tensão da fonte do lado primário, E_p , constante. A tensão da fonte do lado secundário varia conforme descreve a equação (2.144).

Os valores médio e máximo da corrente i_p são obtidos a partir das equações (2.145) e (2.147), respectivamente. Tais valores são apresentados por (2.171) e (2.172) para este projeto.

$$I_{p_med} = \frac{P_o}{E_p}$$

$$I_{p_med} = \frac{800}{80}$$

$$I_{p_med} = 10[A] \quad (2.171)$$

$$I_{p_max} = \frac{I_{p_med}}{D_{min}}$$

$$I_{p_max} = \frac{10}{0,55}$$

$$I_{p_max} = 18,18[A] \quad (2.172)$$

Os componentes devem ser dimensionados para suportar o máximo esforço no intervalo de operação especificado. Estes valores são apresentados na Tabela 13.

O produto de áreas $A_e A_w$ dos dois magnéticos também deve ser calculado levando-se em consideração o maior valor eficaz de corrente dos enrolamentos e a maior variação de fluxo $\Delta\Phi_{PPpy}$, no caso do transformador *Push-Pull*, ou o maior valor da indutância L_{FBp} , no caso do indutor acoplado. A Tabela 14 apresenta o resultados destas variáveis.

Tabela 13. Esforços de corrente, tensão e variação de fluxo nos componentes.

Parâmetro	Valor
L_{FBp}	160 [μH]
L_{FBs}	40 [μH]
$I_{p_ef_max}$	5,3 [A]
$I_{s_ef_max}$	12,7 [A]
V_{Tpy_max}	355,6 [V]
$I_{Tpy_ef_max}$	3,7 [A]
$I_{Tpy_med_max}$	2,5 [A]
V_{Tsy_max}	177,8 [V]
$I_{Tsy_ef_max}$	8,2 [A]
$I_{Tsy_med_max}$	6,11 [A]
$I_{PPpy_ef_max}$	3,7 [A]
$I_{PPsy_ef_max}$	8,2 [A]
$\Delta\Phi_{PPpy}$	1,6 [mWb]

Tabela 14. Produtos de áreas $A_e A_w$ dos núcleos do transformador *Push-Pull* e indutor acoplado.

Parâmetro	Valor
$A_e A_{wFB_min}$	2,82 [cm^2]
$A_e A_{wPP_min}$	14,71 [cm^2]

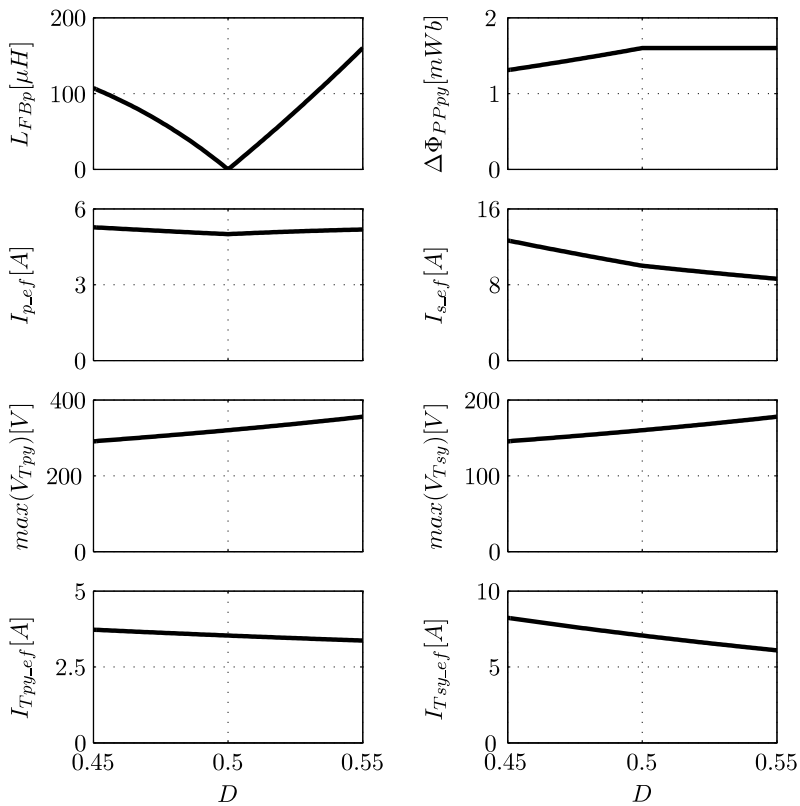


Figura 2.28. Esforços e propriedades necessárias dos componentes de potência do conversor em função da razão cíclica.

2.4.9 Dimensionamento do Compensador de Corrente Média.

O compensador será ajustado para apresentar os requisitos de resposta na frequência apresentados na Tabela 12 para o caso em que a tensão do lado primário é a nominal, 160 V, e o conversor opera com razão cíclica entorno de 0,45, ou seja, a tensão da fonte do lado secundário é 65 V. Para o controlador apresentar o mesmo desempenho para outros valores de razão cíclica mas mantendo a tensão E_p constante, seria necessário variar seu ganho de forma que a frequência de cruzamento por zero da função transferência em malha aberta continuasse a mesma. Como os testes a serem realizados serão apenas com o conversor operando com razão cíclica entorno de 0,45, o ganho empregado será constante. A Figura 2.29 exibe o diagrama de Bode da função transferência em malha aberta do valor médio da corrente i_p . Verifica-se que os requisitos de resposta dinâmica são cumpridos.

Tabela 15. Coeficientes do compensador do valor médio da corrente i_p .

Parâmetro	Valor
Z_0	$2\pi 400$ [rad/s]
K_{PI}	$15,058 \cdot 10^{-3}$ [A ⁻¹]

2.4.10 Resultados obtidos por simulação

Na Figura 2.30, é apresentado o comportamento da corrente i_p e seu valor médio quase-instantâneo $\langle i_p \rangle$ com o conversor operando, inicialmente, no modo Buck_{s→p} e com potência nominal quando um sinal do tipo degrau é somado à referência de corrente i_{s_ref} , fazendo o conversor operar no modo Boost_{p→s} e ainda com potência nominal, no entanto, no sentido contrário. Observa-se que a resposta da variável $\langle i_p \rangle$ ao degrau na referência praticamente não apresenta sobressinal. A pequena diferença deve-se às dinâmicas não-modeladas.

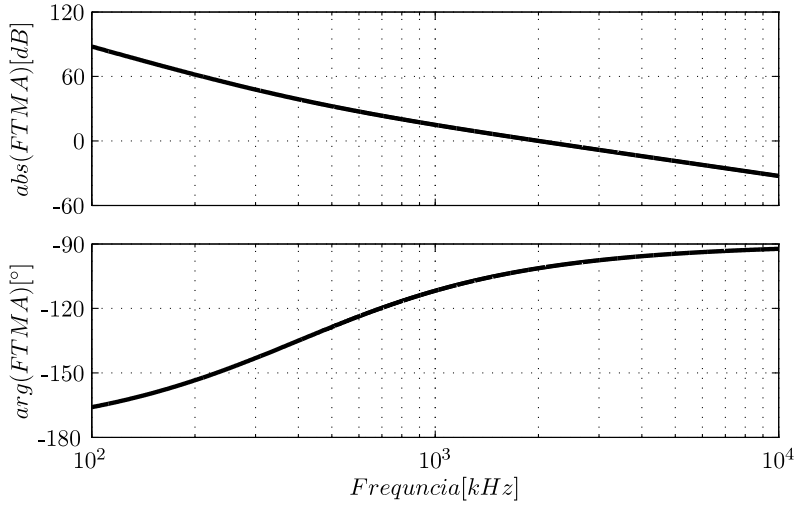


Figura 2.29. Diagrama de Bode da função transferência em malha aberta do valor médio da corrente i_p .

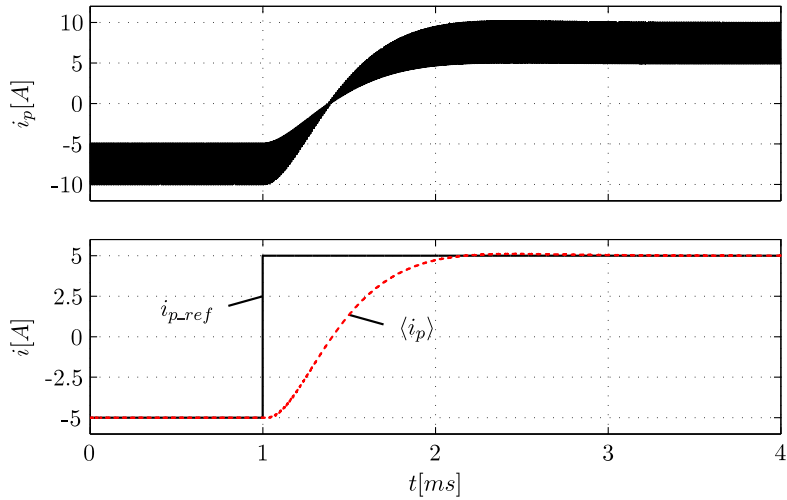


Figura 2.30. Resposta em malha fechada à aplicação do sinal degrau na referência de corrente $\langle i_p \rangle$.

2.5 Experimentação

Um protótipo foi construído para comprovar o funcionamento do conversor. Sua especificação é apresentada na Tabela 16 e de seus componentes principais na Tabela 17. O diagrama esquemático e uma foto do protótipo são apresentados nas Figura 2.31 e Figura 2.32, respectivamente.

Os ensaios realizados são divididos em 3 categorias: ensaio com razão cíclica constante, ensaio com controle em malha fechada do valor médio da corrente i_p e ensaio de rendimento.

O primeiro e segundo testes têm como objetivo comparar e validar o funcionamento teórico do conversor com componentes ideais, descrito na seção 2.2, com o funcionamento do mesmo na prática. O objetivo do terceiro ensaio é verificar a eficiência do protótipo em dois modos de operação.

Tabela 16. Especificação do protótipo.

Parâmetro	Valor
Potência Nominal	800 W
Tensão do Lado Primário	160 V
Tensão do Lado Secundário	65,5 V - 97,7 V
Frequência de Chaveamento	50 kHz
Ondulação de Corrente	11 %
Razão cíclica nominal	50 %
Faixa de razão cíclica	45 % to 55 %

Tabela 17. Especificação e parâmetros dos componentes de potência.

Componente	Descrição
Transformador <i>Flyback</i>	Núcleo: NEE55/28/21, IP12, Thornton Primário: 34 espiras, 11x25AWG, $L_{FBp} = 159.4\mu\text{H}$, $l_{FBp} = 6.46\mu\text{H}$, Secundário: 17 espiras, 15x25AWG, $L_{FBs} = 39.7\mu\text{H}$, $l_{FBs} = 1.61\mu\text{H}$,
Transformador <i>Push-Pull</i>	Núcleo: NEE65/33/26, IP12, Thornton Primário: 24 espiras, 5x22AWG $l_{PPp1} = 2.02\mu\text{H}$, $l_{PPp2} = 2.46\mu\text{H}$ Secundário: 12 espiras, 8x22AWG, $l_{PPs1} = 0.505\mu\text{H}$, $l_{PPs2} = 0.615\mu\text{H}$,
Semicondutores	S_{p1} , S_{p2} , S_{s1} , S_{s2} : IRGP50B60PD D_{gp1} , D_{gp2} , D_{gs1} , D_{gs2} : MUR180
Elementos Passivos	$R_{gp}=4.375\text{k}\Omega$, $R_{gs}=5\text{k}\Omega$ $C_{gp}=470\text{nF}$, $C_{gs}=470\text{nF}$

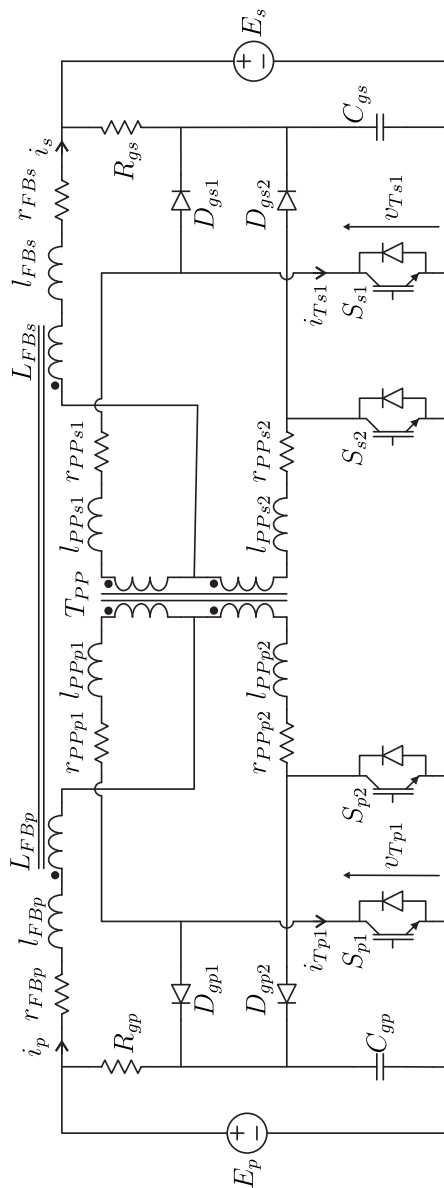


Figura 2.31. Diagrama esquemático do protótipo com elementos parasitas e convenção dos sentidos de corrente e polaridade das tensões.

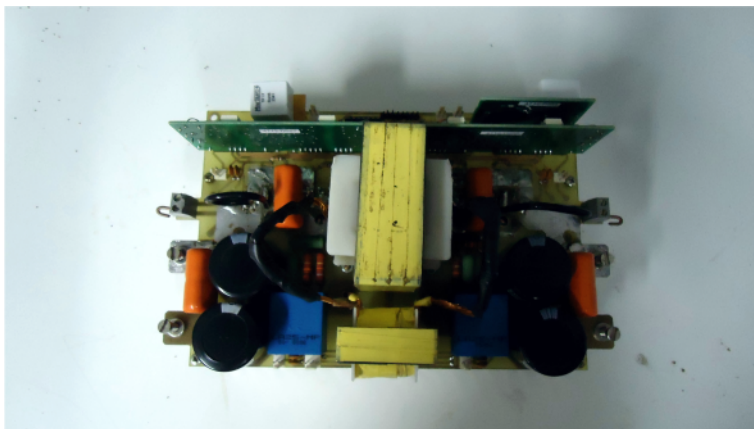


Figura 2.32. Foto do protótipo construído.

2.5.1 Formas de onda em Malha Aberta

Para realizar estes ensaios, foi conectada uma fonte no lado secundário e uma carga resistiva em paralelo com um capacitor de $680[\mu F]$ no lado primário. A razão cíclica foi ajustada para 0,55, modo Buck_{s→p}, ou 0,45, modo Boost_{s→p}. Para cada modo de operação, a tensão da fonte foi ajustada de forma que a tensão estabelecida no lado primário fosse de 160 V. A carga foi ajustada para que o conversor operasse em potência nominal.

As Figuras 2.33 e 2.34 apresentam as formas de onda das tensões e correntes das fontes de tensão do lado primário e do secundário respectivamente para razão cíclica de 0,45 e 0,55, respectivamente. Nota-se que durante a comutação, as correntes dos dois lados diferem com relação às descritas no seção 2.2. Isto se deve às não-idealidades dos semicondutores e dos elementos magnéticos: indutâncias de dispersão do transformador e indutor acoplado, corrente de recuperação reversa dos diodos dos semicondutores e suas capacitâncias parasitas. Com exceção destes intervalos, as formas de onda são idênticas às obtidas analiticamente. Com relação aos transitórios nas formas de onda da tensão, isso se deve ao ruído de medição gerado pela comutação dos semicondutores.

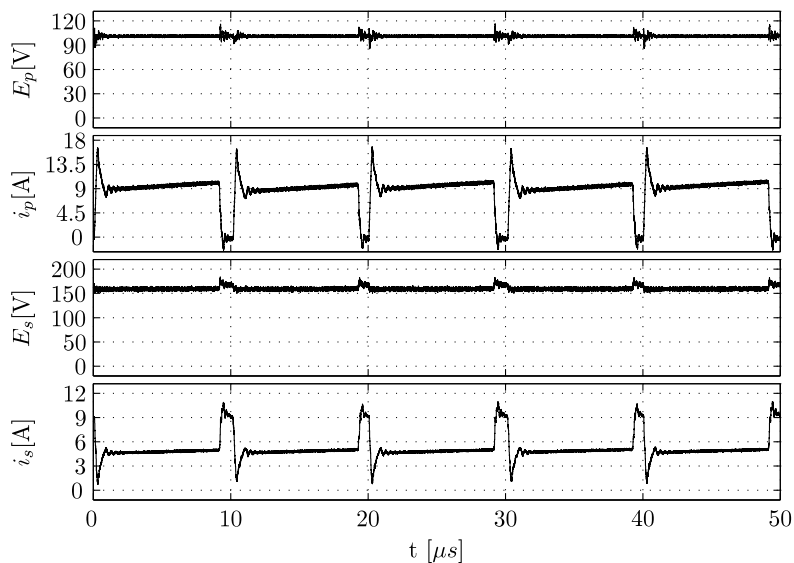


Figura 2.33. Formas de onda da tensão e corrente das fontes do lado primário e secundário com conversor operando no modo Buck_{s→p}.

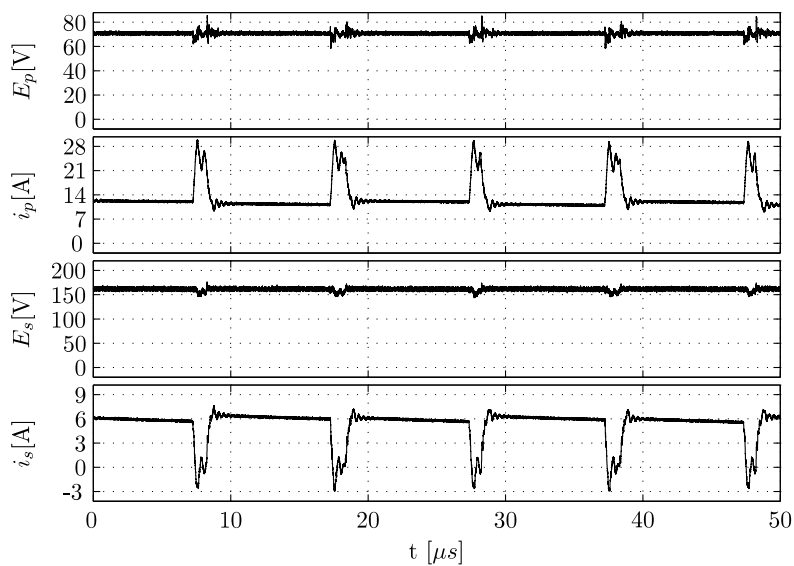


Figura 2.34. Formas de onda da tensão e corrente das fontes do lado primário e secundário com conversor operando no modo Boost_{s→p}.

As formas de onda das correntes que circulam pelos interruptores T_{s1} e T_{p2} e das tensões impostas sobre estes nos modos de operação $\text{Buck}_{s \rightarrow p}$ e $\text{Boost}_{s \rightarrow p}$ são respectivamente mostradas pelas Figuras 2.35 e 2.36. Verifica-se que a tensão é grampeada entorno de 300 V no interruptor do lado secundário e 450 V no do lado primário. As formas de onda das correntes durante a comutação dos interruptores diferem em relação àquelas obtidas analiticamente devido às não-idealidades, conforme explicado no parágrafo anterior.

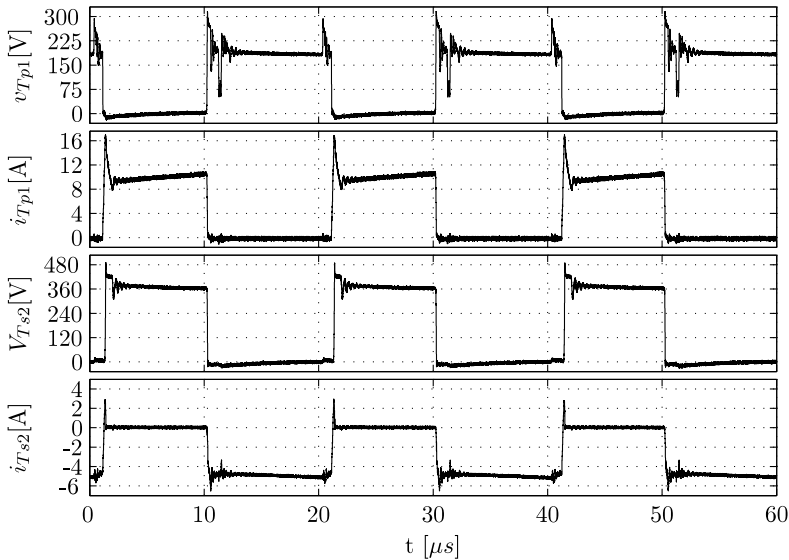


Figura 2.35. Formas de onda da tensão e corrente nos interruptores T_{p1} e T_{s2} com conversor operando no modo $\text{Buck}_{s \rightarrow p}$.

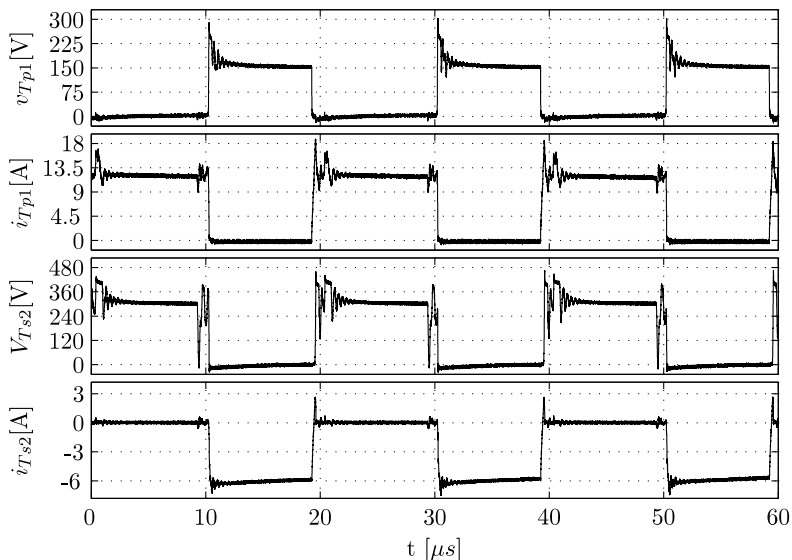


Figura 2.36. Formas de onda da tensão e corrente nos interruptores T_{p1} e T_{s2} com conversor operando no modo $\text{Boost}_{s \rightarrow p}$.

2.5.2 Curva de Rendimento

A Figura 2.37 apresenta o rendimento do protótipo para os modos de operação $\text{Buck}_{s \rightarrow p}$ e $\text{Boost}_{s \rightarrow p}$. Os ensaios foram realizados até que o regime térmico do conversor operando com potência nominal fosse estabelecido. Após isso ocorrer, os dados foram adquiridos rapidamente de forma que a temperatura dos componentes permanecesse inalterada.

Observa-se que o modo $\text{Buck}_{s \rightarrow p}$ apresenta rendimento superior ao modo $\text{Boost}_{s \rightarrow p}$. O valor eficaz da corrente nos enrolamentos e semicondutores do lado secundário são maiores no modo $\text{Boost}_{s \rightarrow p}$ do que no modo $\text{Buck}_{s \rightarrow p}$ nas condições ensaiadas e, portanto, resultando uma parcela maior de perda por condução.

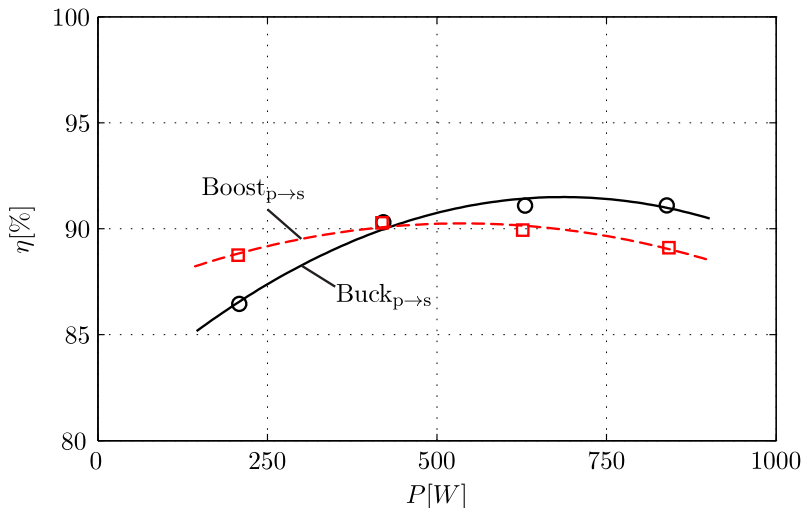


Figura 2.37. Curva de rendimento do conversor operando nos modos Buck_{p→s} e Boost_{p→s}.

Devido ao relativo baixo rendimento apresentado por esse protótipo, um segundo protótipo foi construído com as mesmas especificações com exceção da ondulação de corrente no indutor acoplado, sendo admitido um valor de 30 [%]. Com isso, o valor da indutância própria dos enrolamentos desse magnético é menor do que o previamente projetado assim como seu núcleo e sua indutância de dispersão. A Tabela 18 apresenta os valores dos parâmetros e especificações dos componentes principais.

O acoplamento deste indutor acoplado é melhor com relação ao do primeiro protótipo, assim, os resistores do circuito grameador podem ser ajustados para valores mais elevados de resistência mantendo o valor da tensão de grameamento adequado. Desta forma, a perda dissipada no circuito grameador é menor, melhorando o rendimento do conversor.

A Figura 2.38 ilustra as curvas de rendimento do segundo protótipo construído nos dois modos de operação e nas mesmas condições anteriormente apresentadas. O rendimento máximo é de 93,7 [%] em 78 [%] de carga no modo Buck_{p→s}. Verifica-se que o rendimento no modo Buck_{p→s} apresenta uma faixa plana quando o conversor opera com carga próxima a nominal e que conforme a carga decresce, este de-

teriora. No caso em que o conversor opera no modo $\text{Boost}_{p \rightarrow s}$, seu rendimento é máximo com carga leve. Portanto, o conversor quando opera no modo $\text{Boost}_{p \rightarrow s}$, seu comportamento sugere que este apresenta maior perda de condução do que perda de comutação. Em contrapartida, no modo de operação $\text{Buck}_{p \rightarrow s}$, a perda devido a comutação é mais relevante que a perda devido a condução.

Tabela 18. Especificação e parâmetros dos componentes de potência do segundo protótipo do conversor com grampeamento passivo.

Componente	Descrição
Transformador <i>Flyback</i>	Núcleo: NEE42/21/15, IP12, Thornton Primário: 7 espiras, 37x25AWG, $L_{FBp} = 15,4\mu\text{H}$, $l_{FBp} = 138\text{nH}$ Secundário: 14 espiras, 22x25AWG, $L_{FBs} = 60,54\mu\text{H}$, $l_{FBs} = 550\text{ nH}$
Transformador <i>Push-Pull</i>	Núcleo: NEE65/33/26, IP12, Thornton Primário: 24 espiras, 5x22AWG $l_{PPp1} = 2,02\mu\text{H}$, $l_{PPp2} = 2,46\mu\text{H}$ Secundário: 12 espiras, 8x22AWG, $l_{PPs1} = 0,505\mu\text{H}$, $l_{PPs2} = 0,615\mu\text{H}$
Semicondutores	S_{p1}, S_{p2} : IRGP50B60PD S_{s1}, S_{s2} : IRGP4PC30UD $D_{gp1}, D_{gp2}, D_{gs1}, D_{gs2}$: MUR160
Elementos Passivos	$R_{gp}=10\text{k}\Omega$, $R_{gs}=20\text{k}\Omega$ $C_{gp}=470\text{nF}$, $C_{gs}=470\text{nF}$

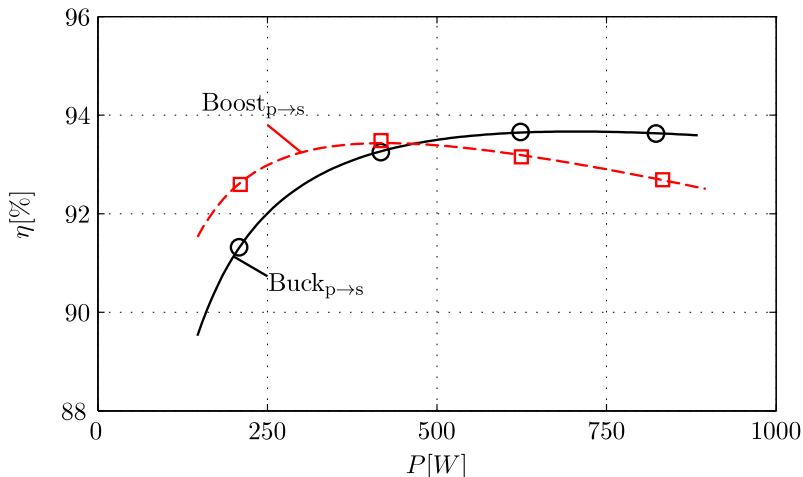


Figura 2.38. Curva de rendimento do segundo protótipo operando nos modos Buck $_{p \rightarrow s}$ e Boost $_{p \rightarrow s}$.

2.5.3 Ganho Estático e Conteúdo Harmônico das Correntes das Fontes

O ganho estático do conversor é adquirido experimentalmente para vários valores de razão cíclica e comparado na Figura 2.39 com o resultado obtido pela equação (2.12).

Verifica-se que o ganho estático analítico é maior que o ganho obtido experimentalmente. Isso decorre devido às não-idealidades dos componentes que formam o conversor cujos efeitos não foram consideradas na dedução da equação para calcular o ganho estático. Isso causa uma redução no ganho estático linearmente proporcional à eficiência do conversor [56]. Dessa forma, basta multiplicar a expressão que relaciona o ganho estático com a razão cíclica, (2.12), pela eficiência do conversor para obter-se o ganho estático real do conversor. Uma segunda curva é apresentada considerando que o rendimento do conversor é de 93,66 [%]. Percebe-se que os pontos obtidos experimentalmente são muito próximos neste caso.

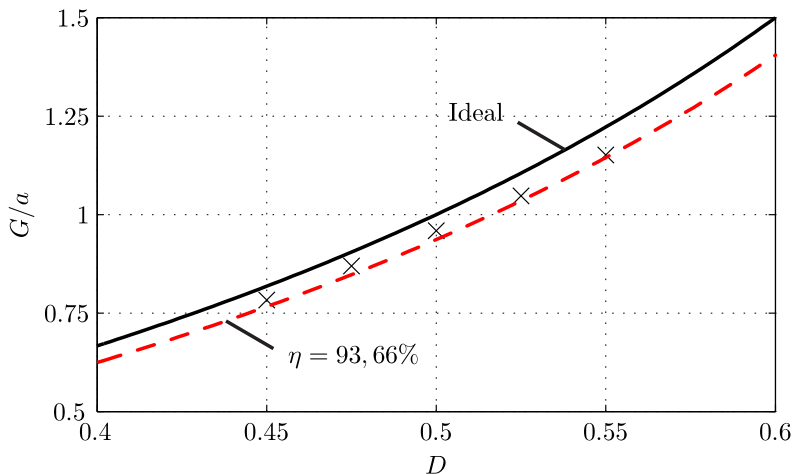


Figura 2.39. Comparação das curvas do ganho estático do conversor em função da razão cíclica.

As formas de onda das correntes i_p e i_s são obtidas experimentalmente para vários valores de razão cíclica. A amplitude de suas componentes harmônicas são também determinadas e normalizadas pelo seu valor médio. O resultado é comparado graficamente com as curvas obtidas analiticamente, (2.63) e (2.64), na Figura 2.40 para componentes fundamental, $2f_s$, segunda e terceira ordem.

Verifica-se que todos os pontos obtidos experimentalmente são muito próximos às curvas, principalmente para os casos em que a razão cíclica é mais próxima de 0,5. Isso ocorre devido à variação de corrente, ΔI . Na dedução dessas equações, o valor da corrente não varia durante a etapa de operação, no entanto, na prática isso ocorre. Quanto maior for esse valor, maior será sua influência no conteúdo harmônico. O conversor foi projetado com uma variação de 30 [%], no entanto, isso ocorre apenas para razão cíclica de 0,45 e 0,55. Portanto, quando opera-se com razão cíclica mais próxima de 50 [%], essa variação diminui e passa a ter um menor impacto sobre espectro da corrente.

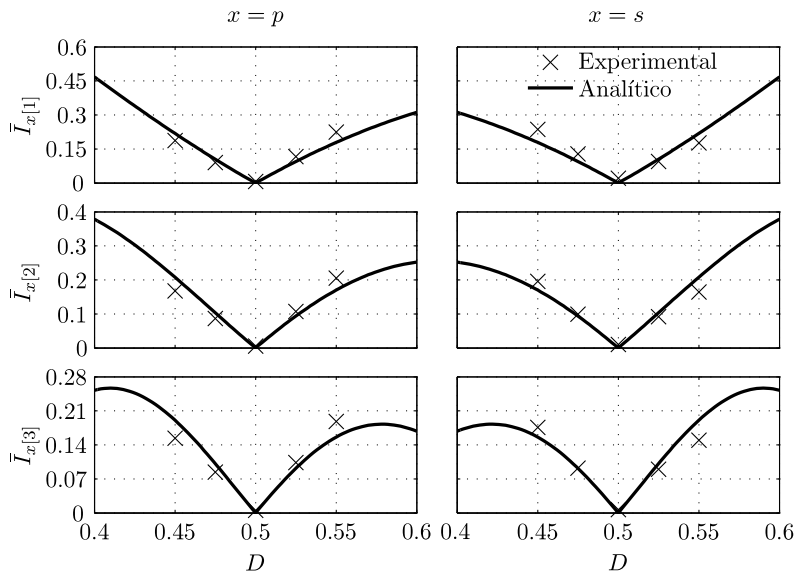


Figura 2.40. Comparação da amplitude das componentes harmônicas das correntes das fontes em função da razão cíclica.

2.5.4 Comportamento Dinâmico em Malha Fechada

O *set-up* deste ensaio é semelhante ao caso anterior. Duas das diferenças são que: o capacitor conectado ao lado primário é de um valor muito maior que no caso anterior, 28 mF , e a carga é ajustada para apenas 20 % da potência nominal. Isto permite que com apenas uma fonte de tensão unidirecional seja possível reverter o fluxo de energia entre o lado primário e secundário alternadamente por intervalos longos, na ordem de milissegundos para este caso. A única ressalva que se deve fazer é que a potência média deve ser no sentido do secundário para o primário e que seu valor seja de 20 % da potência nominal. Os parâmetros do compensador empregado são os mesmos do exemplo de projeto apresentado na seção 2.4.6. A Figura 2.41 apresenta a forma de onda da corrente do lado primário e seu valor médio quase-instantâneo, $\langle i_p \rangle$, durante o transitório gerado pela variação da referência de corrente, $i_{p.ref}$. Observa-se que a grandeza $\langle i_p \rangle$ apresenta distorção quando seu valor cruza por zero. Isto ocorre devido ao tempo

morto entre os sinais de comando não ter sido considerado na obtenção da planta. Contudo, sua influência é desprezível. A resposta ao degrau na referência apresenta erro nulo em regime e não exibe sobressinal.

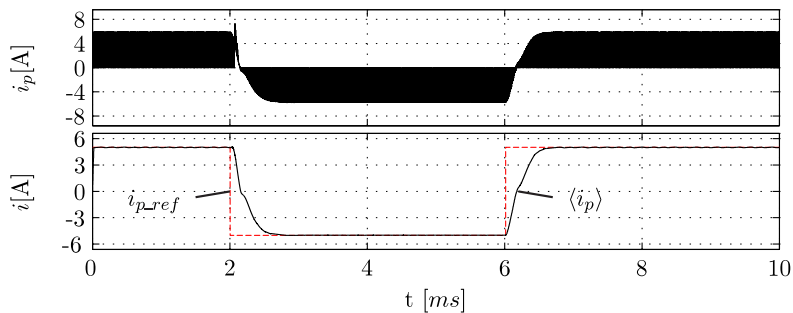


Figura 2.41. Formas de onda da corrente i_p e de seu valor quase-instantâneo, $\langle i_p \rangle$, com conversor operando no modo Buck_{p→s} durante transitório de carga.

2.6 Conclusão Parcial

As expressões que definem o ganho estático, indutância do indutor acoplado e função transferência da corrente média das fontes em função da razão cíclica foram deduzidas. Verificou-se que para razão cíclica de 50 %, o valor da indutância necessário para estabelecer patamares de corrente de ambos os lados constantes tende a zero, portanto um ponto de operação interessante para operar, pois se a faixa de operação da razão cíclica for restringida entorno deste ponto, o elemento magnético apresentará volume reduzido. Além disto, foram obtidas as expressões que determinam os esforços de corrente e tensão nos componentes. Verificou-se que para razão cíclica de 50 %, alguns dos esforços são mínimos. Apesar de nem todos os esforços serem mínimos no mesmo ponto, a operação com razão cíclica de 0,5 proporciona somas de esforços menores. Portanto, percebe-se que o projeto do conversor restringindo a razão cíclica entorno de 0,5 resultará em componentes passivos menores e possibilita a confecção de um conversor com melhor eficiência.

A função transferência do valor médio da corrente das fontes em função da razão cíclica foi obtida considerando que os interruptores do conversor são comandados sem tempo morto. A planta tem característica integrativa e de primeira ordem, no entanto, seu ganho varia conforme a razão cíclica. Essa dedução é validada através de resultados obtidos por simulação nas mesmas condições da dedução. Contudo, na prática, os sinais de comando dos interruptores terão tempo morto e, para verificar se há influência sobre a característica dinâmica, foram realizadas simulações do circuito com inclusão desta propriedade. Nestas condições, observou-se que há uma discrepância entre o resultado obtido através do modelo e da simulação quando é invertido o sentido da corrente da fonte. Isso ocorre devido à razão cíclica definida no modulador apresentar uma diferença com relação a razão cíclica real do interruptor proporcional ao valor do tempo morto. Contudo, conforme mencionado, isso só ocorre durante a transição do sentido da corrente e o valor pode ser totalmente corrigido em regime permanente se usado um compensador com característica integrativa.

Uma metodologia de projeto da parte de potência e de controle do conversor foi apresentada e um exemplo de projeto foi descrito

usando-a. Para validar os estudos experimentalmente, um protótipo de 800 W foi construído e resultados foram obtidos. As formas de onda da corrente e tensão nos componentes magnéticos, nos interruptores e nas fontes correspondem ao esperado baseado no funcionamento analítico com exceção dos instantes em que ocorre comutação dos interruptores. Nesses intervalos, a tensão dos interruptores são definidas pelo valor ajustado da tensão no circuito grampeador. Contudo, isso não compromete o funcionamento do conversor. O rendimento do conversor é adquirido para vários valores de cargas e nos dois sentidos de fluxo de energia sendo seu valor máximo de 91% no modo Buck_{p→s} quando processa cerca de 70 % da carga nominal. Dado o baixo rendimento alcançado, um reprojeto do protótipo foi realizado com ondulação de corrente no indutor acoplado maior. Isso possibilita a construção de um magnético menor e com menor indutância de dispersão, reduzindo assim a perda no circuito grampeador. Isso aliado ao emprego de semicondutores com tempos de comutação e perdas de condução menores resultou num incremento da eficiência para 93,7 %.

3 Conversor empregando Grampeamento Ativo

3.1 Introdução

Neste capítulo inicialmente serão apresentadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor com grampeamento ativo. A partir destas análises, expressões são obtidas para dimensionamento dos elementos do conversor. Uma metodologia de projeto é elaborada e demonstrada empregando-a num exemplo de projeto. A partir deste exemplo de projeto, um protótipo é construído e ensaiado. Por fim, os dados obtidos experimentalmente são apresentados validando as análises.

3.2 Análise Qualitativa e Quantitativa

O diagrama esquemático do conversor a ser estudado neste capítulo é apresentado pela Figura 3.1.

A estratégia de modulação deste conversor consiste em empregar dois sinais de comando, g_{p1} e g_{s1} , com mesma frequência e com razão cíclica de 50% mas defasados um do outro por um ângulo δ . Os sinais de comando dos interruptores do lado primário são gerados a partir do sinal g_{p1} e dos interruptores do lado secundário são obtidos a partir de g_{s1} . Os interruptores T_{p1} e T_{p2a} são acionados pelo sinal g_{p1} e os interruptores T_{p1a} e T_{p2} são acionados pelo sinal complementar à g_{p1} .

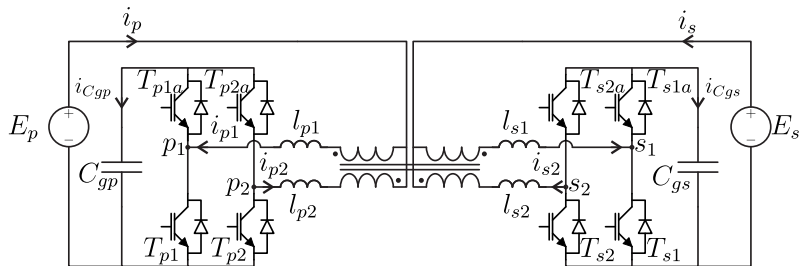


Figura 3.1. Topologia do conversor dual push-pull .

De forma similar, os interruptores T_{s1} e T_{s2a} são acionados por g_{s1} e os interruptores T_{s2} e T_{s1a} são comandados pelo sinal complementar de g_{s1} .

A Figura 3.2 ilustra (a) o modulador e (b) as formas de onda típicas dos sinais modulantes, sinal da portadora e dos sinais de comando gerados.

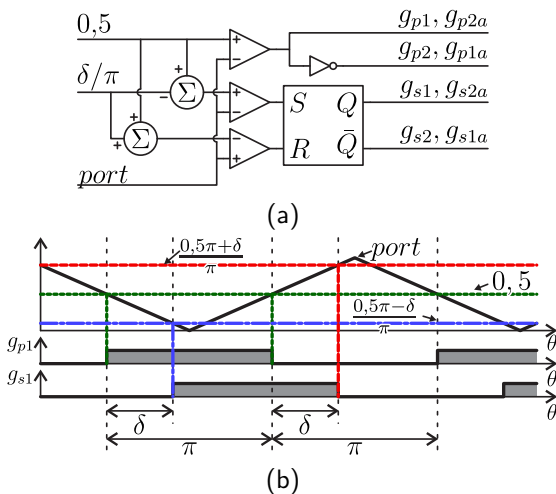


Figura 3.2. (a) Modulador e (b) formas de onda típicas dos sinais modulantes, sinal da portadora e dos sinais de comando.

O sinal g_{p1} é gerado simplesmente pela comparação do sinal modulante constante, valor de 0,5, com o sinal da portadora, $port$. Já a geração do sinal de comando g_{s1} é realizada de forma mais complexa. Além da razão cíclica, necessita-se defasar o pulso com relação ao pulso

do sinal g_{p1} . Isso é realizado criando dois sinais: um deles é obtido somando-se δ/π ao valor 0,5 e outro subtraindo-se δ/π de 0,5. O resultado da subtração é comparado ao sinal *port* e o sinal gerado é usado para atribuir 1 na saída Q do *flip-flop*, sinal g_{s1} . O resultado da adição também é comparado ao sinal *port* e o resultado dessa operação é empregado para atribuir 0 na saída Q . Como os atrasos na ativação e na desativação da saída Q são iguais, a razão cíclica do sinal g_{s1} é de 50 %. Além disso, a defasagem máxima que pode ser obtida através deste modulador é de $\pm 90^\circ$.

3.2.1 Estados Topológicos

O funcionamento do conversor será demonstrado nesta subseção. A situação a ser abordada demonstrará a transferência de energia da fonte do lado primário para o secundário e considerando o caso em que a tensão E_s é igual à tensão E_p referenciada ao secundário, ou seja, $E_s = aE_p$. As tensões sobre os capacitores C_{gp} e C_{gs} são iguais ao dobro das tensões das fontes E_p e E_s , respectivamente. Nessa situação, as tensões sobre os indutores l_{p1} e l_{p2} são iguais para qualquer etapa de operação, assim como, as tensões sobre os indutores l_{s1} e l_{s2} . Além disso, o valor absoluto da corrente i_{p2} é maior que da corrente i_{p1} , e de mesma forma, o valor da corrente i_{s2} é maior do que i_{s1} . Inicialmente, anteriormente à θ_1 , os sinais g_{p1} e g_{s1} têm valor baixo, ou seja, os transistores T_{p1a} , T_{p2} , T_{s1a} e T_{s2} estão comandados a conduzir mas apenas T_{p1a} e T_{p2} conduzem devido ao sentido das correntes. O circuito do conversor nessa situação é ilustrado pela Figura 3.3.

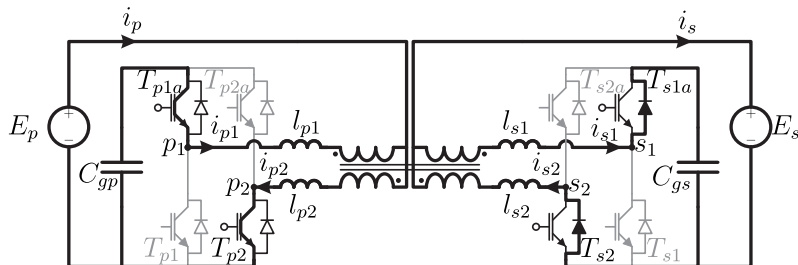


Figura 3.3. Estado topológico inicial do conversor.

As linhas mais grossas e escuras denotam o caminho que a corrente percorre e as setas denotam o sentido real da corrente, desconsiderando os sentidos convencionados na Figura 3.1. Os círculos no terminal *gate* dos transistores indicam que estes estão comandados a conduzir.

Primeiro estado topológico ($\theta_1 - \theta_2$) - No ângulo θ_1 , o sinal g_{p1} troca de estado, passando a ter nível alto. Os interruptores T_{p1a} e T_{p2} são bloqueados e os transistores T_{p1} e T_{p2a} são comandados a conduzir. No entanto, a corrente circula pelos diodos destes interruptores devido ao seu sentido. As tensões sobre os indutores l_{p1} e l_{p2} têm valor maior que zero, portanto, ao longo desta etapa de operação, as correntes dos enrolamentos do lado primário aumentam, no entanto, a corrente i_p , resultante da subtração de i_{p2} de i_{p1} , permanece inalterada. Ao final desta etapa, ambas as correntes trocam de sentido, primeiramente a corrente i_{p1} pois era a que tinha menor valor. O mesmo ocorre com as correntes dos enrolamentos do lado secundário. A Figura 3.4 ilustra o primeiro estado topológico.

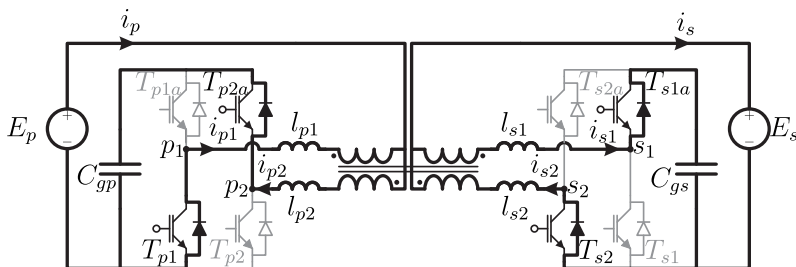


Figura 3.4. Primeiro estado topológico do conversor.

Segundo estado topológico ($\theta_2 - \theta_3$) - Em $\theta = \theta_2$, o sinal g_{s1} passa de nível baixo para alto. Os interruptores T_{s1a} e T_{s2} são bloqueados e os interruptores T_{s1} e T_{s2a} são comandados a conduzir. No entanto, os diodos associados a estes interruptores conduzem devido ao sentido das correntes. Durante esta etapa de operação, as tensões sobre os indutores auxiliares são nulas, portanto, as correntes nos enrolamentos não variam. Este estado topológico é ilustrado pela Figura 3.5.

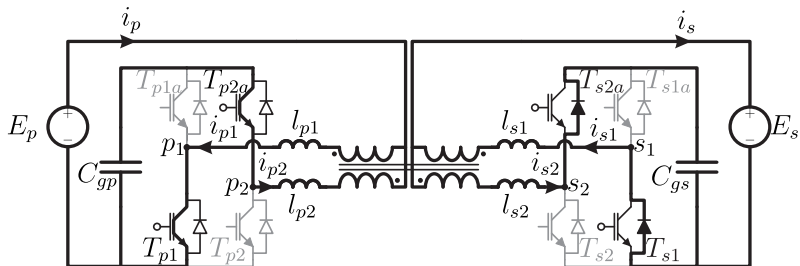


Figura 3.5. Segundo estado topológico do conversor.

Terceiro estado topológico ($\theta_3 - \theta_4$) - Este estado topológico inicia-se quando g_{p1} muda de nível alto para baixo. Os interruptores T_{p1} e T_{p2a} bloqueiam e os interruptores T_{p1a} e T_{p2} são habilitados, no entanto, devido às polaridades das correntes dos enrolamentos do lado primário, os diodos associados a esses transistores conduzem. A tensão sobre os indutores é menor do que zero neste estado topológico, portanto, as correntes dos enrolamentos decrescem. Quando $\theta = \theta_4$, todas as correntes terão mudado de sentido com relação quando $\theta = \theta_3$, no entanto, as correntes i_{p2} e i_{s2} trocarão, simultaneamente, de sentido antes que as correntes i_{p1} e i_{s1} . A Figura 3.6 ilustra este estado topológico logo após a comutação em $\theta = \theta_3$.

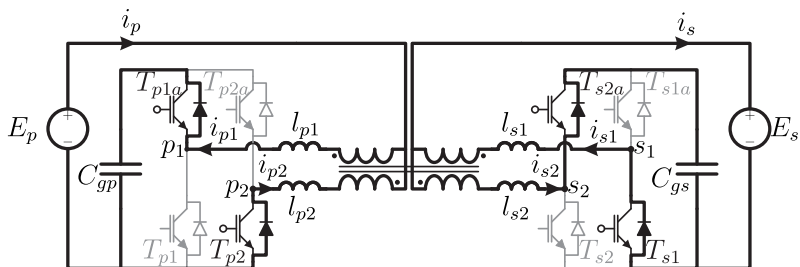


Figura 3.6. Terceiro estado topológico do conversor.

Quarto estado topológico ($\theta_4 - \theta_5$) - Quando $\theta = \theta_4$, g_{s1} troca de nível alto para baixo fazendo com que os interruptores T_{s1} e T_{p2a} bloqueiem e os interruptores T_{s1a} e T_{s2} sejam habilitados a conduzir. Contudo, as correntes nos enrolamentos do lado secundário passam a circular através dos diodos associados a estes interruptores devido aos

seus sentidos de circulação. Assim como no segundo estado topológico, as tensões sobre os indutores auxiliares são nulas, ou seja, as correntes nestes indutores também não variam durante este estado topológico. Ao final do intervalo de duração deste estado topológico, em $\theta = \theta_5$, o sinal g_{p1} trocará de nível novamente, passando de baixo para alto, iniciando um novo período de chaveamento, restabelecendo o primeiro estado topológico.

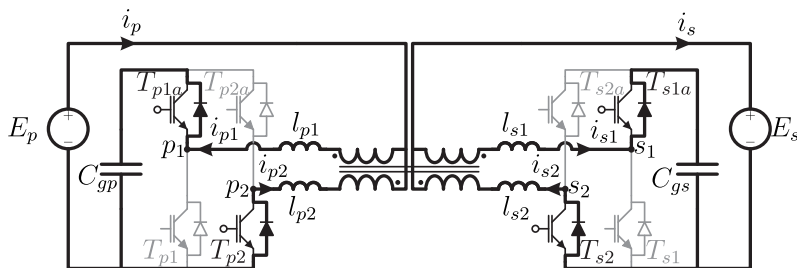


Figura 3.7. Quarto Estado topológico do conversor.

A Figura 3.8 apresenta as principais formas de onda do conversor. Observa-se que as correntes i_p e i_s não apresentam ondulação. No caso da corrente i_p , isso ocorre devido às correntes i_{p1} e i_{p2} variarem com a mesma taxa, como i_p é a resultante da subtração de corrente i_{p2} de i_{p1} , há o cancelamento das componentes alternadas destas duas correntes mas as componentes contínuas se somam. O mesmo processo ocorre com relação às correntes do lado secundário. Além disso, verifica-se também que as correntes em ambos os lados circulam majoritariamente pelos interruptores inferiores, T_{p1} , T_{p2} , T_{s1} e T_{s2} . Portanto, estes interruptores apresentarão maior perda de condução do que os demais, no entanto, também devido a essa assimetria, a maior parte da energia transferida da fonte E_p para E_s é realizada diretamente, sem ser armazenada nos capacitores C_{gp} ou C_{gs} . Elucida-se que para armazenar energia nestes capacitores, é necessário que flua corrente nos interruptores superiores, gerando perdas nestes e para retirá-la, a corrente circulará, além dos interruptores superiores, através dos interruptores inferiores.

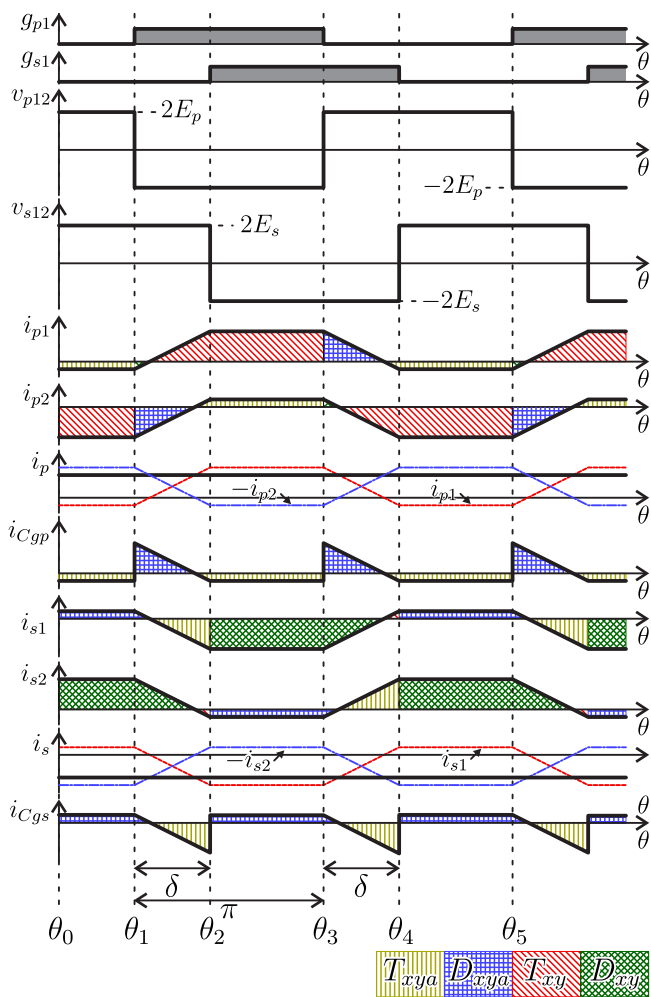


Figura 3.8. Principais formas de onda do conversor durante um ciclo de operação.

3.2.2 Característica Externa do Conversor

A característica externa do conversor será determinada nesta subseção. A dedução será apresentada apenas para o caso em que há potência no sentido da fonte de tensão do lado primário, E_p , para fonte de tensão do lado secundário, E_s . Portanto, o ângulo de defasagem δ , variável de controle do fluxo de energia, será positivo. A transferência de energia no sentido contrário é análoga, apenas com δ negativo.

Inicialmente, a potência processada pelo conversor será determinada. Toda a potência do conversor é processada pelo transformador, portanto, basta determinar a potência processada pelo transformador para determinar a potência processada pelo conversor. Para isso, as tensões e correntes nos enrolamentos devem ser determinadas para cada estado topológico.

A Figura 3.9 ilustra o circuito equivalente do conversor considerando que as tensões nos pontos p_1 , p_2 , s_1 e s_2 são constantes, dependentes dos estados dos interruptores e da tensão no capacitores de grampeamento C_{gp} e C_{gs} . Nesta análise, a capacitância dos capacitores de grampeamento serão consideradas infinitas, ou seja, sua tensão não variará independente do valor de suas correntes.

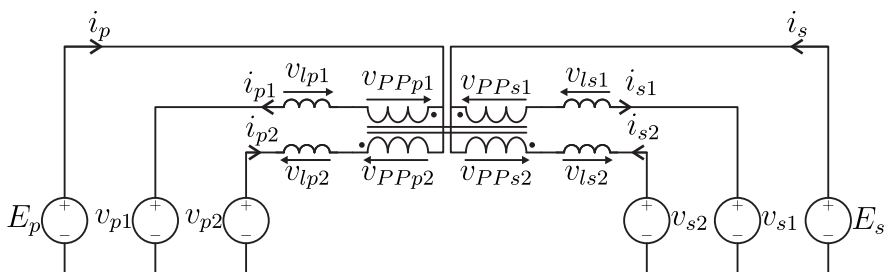


Figura 3.9. Circuito equivalente genérico do conversor.

O sistema de equações apresentado por (3.1) é obtido do circuito apresentado pela Figura 3.9.

$$\begin{cases} E_p - v_{PPp1} - v_{lp1} - v_{p1} = 0 \\ E_p + v_{PPp2} + v_{lp2} - v_{p2} = 0 \\ E_s - v_{PPs1} - v_{ls1} - v_{s1} = 0 \\ E_s + v_{PPs2} + v_{ls2} - v_{s2} = 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

As tensões das fontes são constantes e não variam durante o funcionamento. As tensões nos pontos p_1 , p_2 , s_1 e s_2 serão considerados constantes pois durante cada estado topológico não variam. Seus valores serão determinados posteriormente através de propriedades do circuito operando em regime permanente. Portanto, o sistema têm 4 equações e 8 variáveis. Para determinar essas variáveis é necessário obter mais 4 equações. Todas obtidas através das relações que descrevem o transformador.

Três dessas quatro equações são obtidas pelas relações entre as tensões sobre os enrolamentos. As tensões sobre os enrolamentos PP_{p2} , PP_{s1} e PP_{s2} são descritas em função da tensão v_{PPp1} conforme apresentado pelas equações (3.2), (3.3) e (3.4), respectivamente, considerando o transformador ideal, sem dispersão de fluxo, e simétrico.

$$v_{PPp2} = v_{PPp1} \quad (3.2)$$

$$v_{PPs1} = av_{PPp1} \quad (3.3)$$

$$v_{PPs2} = av_{PPp1} \quad (3.4)$$

Substituindo as equações de (3.2) a (3.4) em (3.1), obtém o sistema de equações apresentado em (3.5).

$$\begin{cases} E_p - v_{PPp1} - v_{lp1} - v_{p1} = 0 \\ E_p + v_{PPp1} + v_{lp2} - v_{p2} = 0 \\ E_s - av_{PPp1} - v_{ls1} - v_{s1} = 0 \\ E_s + av_{PPp1} + v_{ls2} - v_{s2} = 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

A última equação necessária é obtida através da relação entre a tensão sobre o enrolamento PP_{p1} e as correntes nos enrolamentos, apresentada pela equação (3.6).

$$v_{PPp1} = L_p \frac{di_{p1}}{dt} + M_p \frac{di_{p2}}{dt} + M_{ps} \frac{di_{s1}}{dt} + M_{ps} \frac{di_{s2}}{dt} \quad (3.6)$$

As equações (3.7) e (3.8) determinam as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do transformador.

$$M_p = L_p \quad (3.7)$$

$$M_{ps} = aL_p \quad (3.8)$$

A equação (3.9) é obtida substituindo (3.7) e (3.8) em (3.6).

$$v_{PPp1} = L_p \left(\frac{di_{p1}}{dt} + \frac{di_{p2}}{dt} + a \frac{di_{s1}}{dt} + a \frac{di_{s2}}{dt} \right) \quad (3.9)$$

As derivadas de corrente nos enrolamentos são descritas também pela equação (3.10).

$$\frac{di_{xy}}{dt} = \frac{v_{lxy}}{l_{xy}} \quad (3.10)$$

Substituindo (3.10) em (3.9), obtém-se a equação (3.11).

$$-\frac{v_{PPp1}}{L_p} + \frac{v_{lp1}}{l_{p1}} + \frac{v_{lp2}}{l_{p2}} + a \frac{v_{ls1}}{l_{s1}} + a \frac{v_{ls2}}{l_{s2}} = 0 \quad (3.11)$$

A parcela que contém o termo $\frac{v_{PPp1}}{L_p}$ pode ser considerada nula se a indutância própria do enrolamento L_p for considerada muito maior que as indutâncias dos indutores auxiliares. Realizando esta simplificação, a equação (3.11) é reescrita conforme (3.12).

$$\frac{v_{lp1}}{l_{p1}} + \frac{v_{lp2}}{l_{p2}} + a \frac{v_{ls1}}{l_{s1}} + a \frac{v_{ls2}}{l_{s2}} = 0 \quad (3.12)$$

Agrupando o sistema de equações em (3.5) e a equação (3.12), obtem-se em (3.13) um sistema linear que descreve todas as tensões sobre os componentes magnéticos do conversor para qualquer estado topológico.

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ a & 0 & 0 & 1 & 0 \\ a & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & l_{p1}^{-1} & l_{p2}^{-1} & al_{s1}^{-1} & al_{s2}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{PPp1} \\ v_{lp1} \\ v_{lp2} \\ v_{ls1} \\ v_{ls2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_p - v_{p1} \\ E_p - v_{p2} \\ E_s - v_{s1} \\ E_s - v_{s2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

O último passo para determinar as tensões sobre os enrolamentos do transformador é determinar as tensões das fontes v_{p1} , v_{p2} , v_{s1} , e v_{s2} . Considerando que o conversor opera em regime permanente, o valor médio durante um ciclo de chaveamento das tensões sobre os enrolamentos dos componentes magnéticos é nulo. Portanto, aplicando esta operação nas linhas A e C do sistema de equações apresentado em (3.5), obtêm-se as equações (3.14) e (3.15).

$$E_p - \langle v_{p1} \rangle = 0 \quad (3.14)$$

$$E_s - \langle v_{s1} \rangle = 0 \quad (3.15)$$

O valor médio da tensão durante um ciclo de chaveamento no ponto x_y é determinado pela equação (3.16). Esta equação pode ser simplificada conforme apresentado em (3.17) pois a tensão aplicada nesses pontos não varia durante a aplicação dos estados topológicos.

$$\langle v_{xy} \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{xy} d\theta \quad (3.16)$$

$$\langle v_{xy} \rangle = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=1}^4 v_{xy(n)} \Delta\theta_{(n)} \quad (3.17)$$

A Tabela 19 apresenta os valores das tensões nos pontos p_1 e s_1 em cada estado topológico em função da tensão do grameador primário, V_{gp} , ou secundário, V_{gs} , e a duração de cada estado topológico.

	Estado Topológico (n)			
Grandeza	1	2	3	4
$v_{p1(n)}$	0	0	V_{gp}	V_{gp}
$v_{s1(n)}$	V_{gs}	0	0	V_{gs}
$\Delta\theta_{(n)}$	δ	$\pi - \delta$	δ	$\pi - \delta$

Tabela 19. Valores das tensões nos pontos p_1 e s_1 em cada estado topológico em função da tensão do grampeador primário ou secundário e a duração de cada estado topológico.

Substituindo os valores da Tabela 19 nas equações (3.17), obtêm-se as equações (3.18) e (3.19).

$$\langle v_{p1} \rangle = \frac{1}{2} V_{gp} \quad (3.18)$$

$$\langle v_{s1} \rangle = \frac{1}{2} V_{gs} \quad (3.19)$$

Igualando-se a equação (3.18) à (3.14) e a equação (3.19) à (3.15), obtêm-se nas equações (3.20) e (3.21) as tensões nos grampeadores primário e secundário, respectivamente.

$$V_{gp} = 2E_p \quad (3.20)$$

$$V_{gs} = 2E_s \quad (3.21)$$

A Tabela 20 apresenta os valores de tensão das fontes v_{xy} em função do estado topológico.

A partir deste ponto, os valores das tensões em todos os enrolamentos dos componentes magnéticos para cada estado topológico podem ser determinados. Para isso, basta substituir os valores da Tabela 20 no sistema de equações apresentado em (3.13) e resolvê-lo. Os resultados são apresentados pela Tabela 21 considerando que l_{p1} é igual à l_{p2} , l_{s1} igual à $a^2 l_{p1}$ e l_{s1} é igual à l_{s2} .

	Estado Topológico (n)			
Grandeza	1	2	3	4
$v_{p1(n)}$	0	0	$2E_p$	$2E_p$
$v_{p2(n)}$	$2E_p$	$2E_p$	0	0
$v_{s1(n)}$	$2E_s$	0	0	$2E_s$
$v_{s2(n)}$	0	$2E_s$	$2E_s$	0

Tabela 20. Valores das tensões sobre os componentes durante cada estado topológico e sua duração.

O valor da corrente de cada enrolamento é dado pela equação (3.22).

$$i_{xy}(\theta) = \begin{cases} i_{xy}(0) + \frac{v_{xy(1)}}{l_{xy}} \frac{\theta}{\omega_s} & \text{para } 0 < \theta \leq \delta \\ i_{xy}(\delta) + \frac{v_{xy(2)}}{l_{xy}} \frac{\theta - \delta}{\omega_s} & \text{para } \delta < \theta \leq \pi \\ i_{xy}(\pi) + \frac{v_{xy(3)}}{l_{xy}} \frac{\theta - \pi}{\omega_s} & \text{para } \pi < \theta \leq \pi + \delta \\ i_{xy}(\pi + \delta) + \frac{v_{xy(4)}}{l_{xy}} \frac{\theta - (\pi + \delta)}{\omega_s} & \text{para } \pi + \delta < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.22)$$

O valor médio da potência processada pelo enrolamento x_y é obtido através da equação (3.23).

$$\langle p_{PPxy} \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{PPxy}(\theta) i_{xy}(\theta) d\theta \quad (3.23)$$

O valor médio da potência durante um ciclo de chaveamento é dado pela equação (3.24).

$$\langle p \rangle = \langle p_{PPp1} \rangle + \langle p_{PPp2} \rangle$$

	Estado Topológico (n)			
Grandeza	1	2	3	4
$v_{PPp1(n)}$	$\frac{aE_p - E_s}{2a}$	$\frac{aE_p + E_s}{2a}$	$\frac{E_s - aE_p}{2a}$	$-\frac{aE_p + E_s}{2a}$
$v_{lp1(n)}$	$\frac{aE_p + E_s}{2a}$	$\frac{aE_p - E_s}{2a}$	$-\frac{aE_p + E_s}{2a}$	$\frac{E_s - aE_p}{2a}$
$v_{lp2(n)}$	$\frac{aE_p + E_s}{2a}$	$\frac{aE_p - E_s}{2a}$	$-\frac{aE_p + E_s}{2a}$	$\frac{E_s - aE_p}{2a}$
$v_{ls1(n)}$	$-\frac{aE_p + E_s}{2}$	$\frac{E_s - aE_p}{2}$	$\frac{E_s + aE_p}{2a}$	$\frac{aE_p - E_s}{2a}$
$v_{ls2(n)}$	$-\frac{aE_p + E_s}{2}$	$\frac{E_s - aE_p}{2}$	$\frac{E_s + aE_p}{2a}$	$\frac{aE_p - E_s}{2a}$
$\Delta\theta(n)$	δ	$\pi - \delta$	δ	$\pi - \delta$

Tabela 21. Valores das tensões sobre os componentes durante cada estado topológico e sua duração.

$$\langle p \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{PPp1}(\theta) (i_{p1}(\theta) + i_{p2}(\theta)) d\theta \quad (3.24)$$

O valor médio da potência processada é determinado substituindo a equação (3.22) e os valores da Tabela 21 na equação (3.24) e resolvendo a integral. Manipulando o resultado propriamente, a equação que relaciona esse valor médio e a variável de controle δ , equação (3.25), é obtida.

$$\langle p \rangle = \frac{E_p E_s}{\omega_s a l_p} \frac{\delta(\pi - \delta)}{\pi} \quad (3.25)$$

Este resultado foi obtido considerando δ positivo, no entanto, para valores negativos de δ o funcionamento do conversor é análogo. No entanto, a equação que relaciona a potência e δ é diferente da apresentada em (3.25). A dedução da expressão que relaciona potência transferida e δ negativo será omitida por ser simétrica com relação δ positivo e apenas seu resultado será apresentado pela equação (3.26).

$$\langle p \rangle = \frac{E_p E_s}{\omega_s a l_p} \frac{\delta(\pi + \delta)}{\pi} \quad (3.26)$$

Como pode ser observado, apenas os termos $(\pi - \delta)$ e $(\pi + \delta)$ diferem entre as equações (3.25) e (3.26). Se substituir o valor de δ no termo $(\pi - \delta)$ da equação (3.25) pelo módulo de seu valor, $|\delta|$, obtém-se uma expressão única que descreve a potência média transferida em função de δ na equação (3.27).

$$\langle p \rangle = \frac{E_p E_s}{\omega_s a l_p} \frac{\delta(\pi - |\delta|)}{\pi} \quad (3.27)$$

A potência normalizada é definida em (3.28) e seu comportamento em função de δ é ilustrado pela Figura 3.10.

$$\begin{aligned} \langle \bar{p} \rangle &= \frac{\langle p \rangle}{\left(\frac{E_p E_s}{\omega_s a l_p} \right)} \\ \langle \bar{p} \rangle &= \frac{\delta(\pi - |\delta|)}{\pi} \end{aligned} \quad (3.28)$$

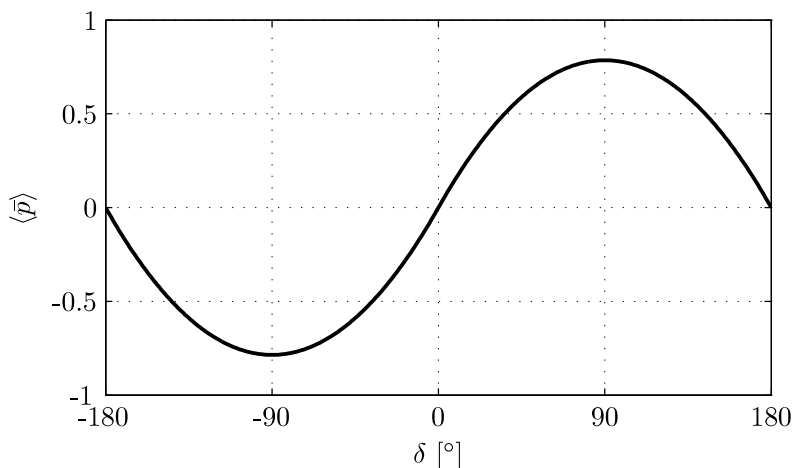


Figura 3.10. Potência normalizada do conversor em função do ângulo de defasagem δ .

Através da Figura 3.10, verifica-se que a potência é nula para

$\delta = 0^\circ$ e $\delta = \pm 180^\circ$. O valor máximo da potência no sentido da fonte do lado primário para a fonte do lado secundário ocorre em $\delta = 90^\circ$ e no sentido contrário em $\delta = -90^\circ$. Observa-se que o valor de δ pode ser restringido de -90° até 90° sem que haja restrição no valor da potência transferida. Outra faixa de operação poderia ser empregada, a união das regiões de 90° até 180° e de -180° até -90° , no entanto, como será demonstrado a seguir, operar nesta faixa não é interessante pois a corrente que circularia pelos componentes do conversor causaria perdas de condução elevadas, principalmente para $\delta = 180^\circ$.

A Figura 3.11 ilustra as formas de onda da tensão, corrente e potência nos enrolamentos do transformador para o caso em que a tensão da fonte do lado secundário E_s é igual à aE_p e o valor δ é positivo.

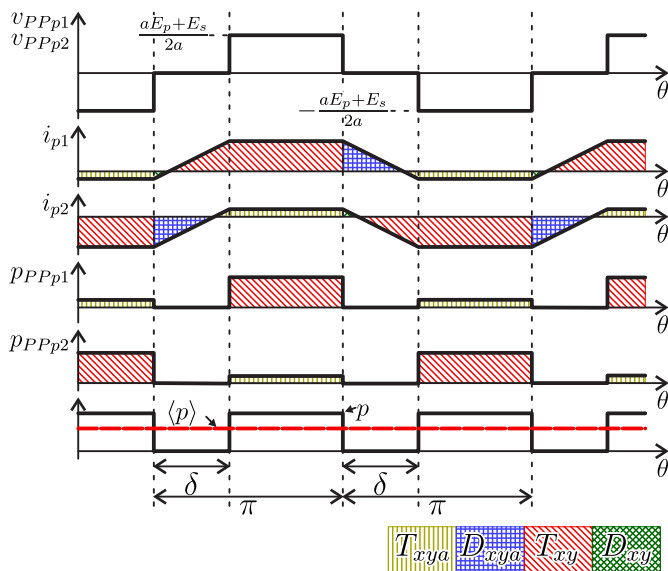


Figura 3.11. Formas de onda típica da potência processada pelos enrolamentos do lado primário do transformador.

Neste caso, há potência nos enrolamentos apenas durante o segundo e quarto estados topológicos devido às tensões nos enrolamentos serem nulas nos demais estados. O valor instantâneo da potência transferida pelos enrolamentos do lado primário é sempre positivo, ou seja,

além de haver transferência de energia do lado primário para secundário em apenas um sentido, não há troca de energia entre os enrolamentos primários. Destaca-se duas parcelas de energia processadas pelos enrolamentos. A maior parcela é transferida empregando os interruptores T_{p1} e T_{p2} enquanto que a menor parcela é processada através dos interruptores T_{p1a} e T_{p2a} . Por fim, observa-se que a forma de onda do valor instantâneo da potência transferida pelo conversor apresenta forma retangular. Quanto maior for δ , maior será a amplitude desta forma de onda para o mesmo valor médio de potência transferida. Para uma maior amplitude de potência, os valores da tensão ou da corrente nos enrolamentos devem aumentar, no entanto, a tensão nos enrolamentos depende das tensões da fonte e da relação de transformação a e não podem ser ajustados livremente. Portanto, o valor das correntes nos enrolamentos deve aumentar e quanto maior for seu valor, maiores serão as perdas de condução nos componentes do conversor. Consequentemente, a melhor faixa de valores de δ seria próximo de 0° , no entanto, a operação do conversor em uma faixa exageradamente estreita é muito sensível.

O valor de $\langle p \rangle$ também é calculado através da equação (3.29). Igualando-se a equação (3.27) à (3.29) e isolando-se o termo $\langle i_s \rangle$, obtém-se, em (3.30), o valor médio da corrente i_s num ciclo de chaveamento em função de δ .

$$\langle p \rangle = E_s \langle i_s \rangle \quad (3.29)$$

$$\begin{aligned} E_s \langle i_s \rangle &= \frac{E_p E_s}{\omega_s a l_p} \frac{\delta(\pi - |\delta|)}{\pi} \\ \langle i_s \rangle &= \frac{E_p}{\omega_s a l_p} \frac{\delta(\pi - |\delta|)}{\pi} \end{aligned} \quad (3.30)$$

O valor normalizado de $\langle i_s \rangle$ é obtido dividindo a equação (3.30) pelo termo $\frac{E_p}{\omega_s a l_p}$. O resultado é apresentado por (3.31).

$$\begin{aligned} \langle \bar{i}_s \rangle &= \frac{\langle i_s \rangle}{\left(\frac{E_p}{\omega_s a l_p} \right)} \\ \langle \bar{i}_s \rangle &= \frac{\delta(\pi - |\delta|)}{\pi} \end{aligned} \quad (3.31)$$

A equação (3.31) independe do ganho estático, portanto, para certo valor de $\langle \bar{i}_s \rangle$, o ganho pode variar de zero ao infinito, ou seja, o conversor opera como uma fonte controlada de corrente ideal em função de δ . A Figura 3.12 ilustra a característica externa do ganho estático do conversor em função corrente $\langle \bar{i}_s \rangle$ para vários valores de δ . Observa-se que conforme o ângulo δ aumenta, o valor de corrente $\langle \bar{i}_s \rangle$ também aumenta, no entanto, seu incremento é menor a partir de δ igual a 46° ,

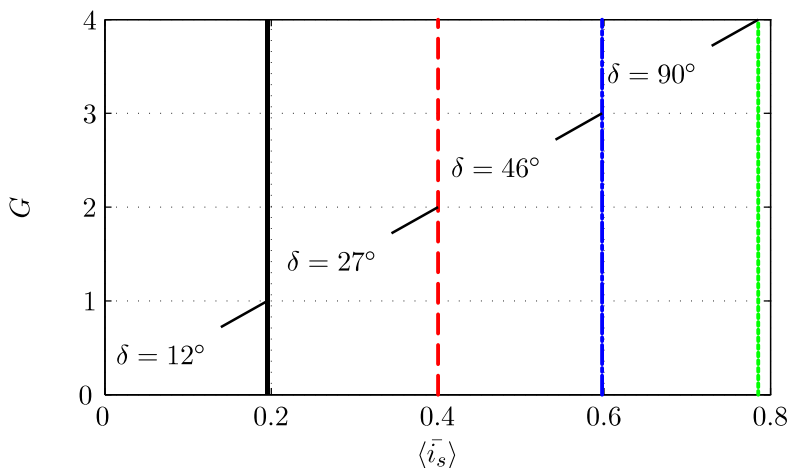


Figura 3.12. Característica externa do conversor.

A curva de $\langle \bar{i}_s \rangle$ em função de δ é ilustrada na Figura 3.13. Percebe-se que a corrente é praticamente proporcional à δ no intervalo de -45° até 45° . Nesta região, o conversor pode ser modelado como uma fonte de corrente cujo valor é ajustado linearmente através de δ com um erro desprezível. Aliado a isto, destaca-se que a variação da corrente neste intervalo é três vezes a variação do intervalo de 45° até 90° . Portanto, restringindo a faixa de operação de δ à metade da proposta anteriormente, entre -90° e 90° , reduz-se a excursão da corrente $\langle i_s \rangle$ em apenas 25 %.

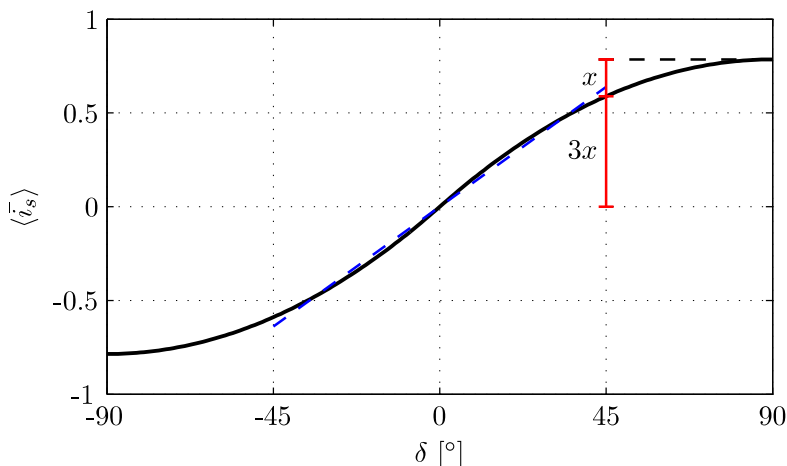


Figura 3.13. Corrente $\langle \bar{i}_s \rangle$ em função do ângulo de defasagem δ .

3.2.3 Potência Aparente do Transformador e Fator de Potência

A potência aparente do transformador e seu fator de potência em função do ganho estático e do ângulo de defasagem δ serão determinados nesta subseção. Para calcular o fator de potência do transformador são necessários o valor médio da potência e a potência aparente. Na subseção 3.2.2, o valor médio da potência foi calculado, portanto, é necessário determinar apenas a potência aparente. Para isso, necessita-se dos valores eficazes da tensão e corrente nos enrolamentos do transformador. O valor eficaz da tensão nos enrolamentos do lado primário é calculado através da equação (3.32).

$$V_{PPpy-ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{PPp1}^2 d\theta} \quad (3.32)$$

Como o valor da tensão sobre os enrolamentos não varia durante a aplicação de um estado topológico, a equação (3.32) pode ser simplificada conforme apresentado por (3.33).

$$V_{PPpy-ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sum_{n=1}^4 v_{PPp1(n)}^2 \Delta\theta_{(n)}} \quad (3.33)$$

Substituindo os valores de v_{PPp1} e $\Delta\theta$ da Tabela 21 na equação (3.33), obtém-se a equação (3.34).

$$V_{PPpy-ef} = \frac{\sqrt{a^2 E_p^2 - 2E_p E_s a \frac{2\delta - \pi}{\pi} + E_s^2}}{2a} \quad (3.34)$$

O valor da tensão E_s obedece a relação apresentada pela equação (3.35).

$$E_s = aqE_p \quad (3.35)$$

O valor eficaz da tensão nos enrolamentos primários do transformador é obtido substituindo (3.35) em (3.34), o resultado é apresentado pela equação (3.36).

$$V_{PPpy-ef} = E_p \frac{\sqrt{1 - 2q \frac{2\delta - \pi}{\pi} + q^2}}{2} \quad (3.36)$$

A equação (3.37) apresenta a expressão para cálculo do valor eficaz da corrente nos enrolamentos primários. Sua dedução é apresentada no Apêndice C.3. Os coeficientes $a_{py-ef\{n\}}$ são dados pela equação (3.38).

$$I_{py-ef} = \frac{E_p}{\omega_s l_p} \frac{1}{2\pi} \sqrt{\sum_{n=0}^4 a_{py-ef\{n\}} \delta^n} \quad (3.37)$$

$$a_{py-ef\{n\}} = \begin{cases} \frac{\pi^2}{12}(q^2 - 2q + 1) & \text{se } n = 0 \\ 0 & \text{se } n = 1 \\ \pi^2(q^2 + q) & \text{se } n = 2 \\ -2\pi\left(q^2 + \frac{q}{3}\right) & \text{se } n = 3 \\ q^2 & \text{se } n = 4 \end{cases} \quad (3.38)$$

O valor da potência aparente de um enrolamento do lado primário

é calculado multiplicando as equações (3.37) e (3.36). O resultado é apresentado na equação (3.39).

$$S_{PPpy} = V_{PPpy.ef} I_{py.ef}$$

$$S_{PPpy} = \frac{E_p^2}{\omega_s l_p} \frac{1}{2\pi} \frac{\sqrt{1 - 2q \frac{2\delta - \pi}{\pi} + q^2}}{2} \sqrt{\sum_{n=0}^4 a_{ipy.ef\{n\}} \delta^n} \quad (3.39)$$

A potência $\langle p \rangle$ é reescrita em função apenas do valor de E_p substituindo a equação (3.35) em (3.30). O resultado é apresentado pela equação (3.40).

$$\langle p \rangle = \frac{E_p^2}{\omega_s l_p} q \frac{\delta(\pi - |\delta|)}{\pi} \quad (3.40)$$

O fator de potência do transformador para δ positivo é calculado através da equação (3.41).

$$FP = \frac{\langle p \rangle}{2S_{PPpy}}$$

$$FP = \frac{2q\delta(\pi - |\delta|)}{\sqrt{1 - 2q \frac{2\delta - \pi}{\pi} + q^2} \sqrt{\sum_{n=0}^4 a_{ipy.ef\{n\}} \delta^n}} \quad (3.41)$$

A Figura 3.14 ilustra a superfície do fator de potência do transformador, FP , em função de ganho q e do ângulo de defasagem δ . Observa-se que o fator de potência reduz abruptamente conforme δ se aproxima de 180° para qualquer valor q . O mesmo ocorre quando δ aproxima-se de 0° a não ser para ganho q igual a 1. Para valores de δ entre 45° e 135° , o fator de potência é elevado e apresenta pouca variação no intervalo de ganho q ilustrado. No entanto, conforme o ganho q se afasta da unidade, o fator de potência apresenta uma pequena redução.

A Figura 3.15 apresenta a mesma característica ilustrada pela Figura 3.14 mas como um gráfico de contorno com níveis variando de 0,65 até 0,75.

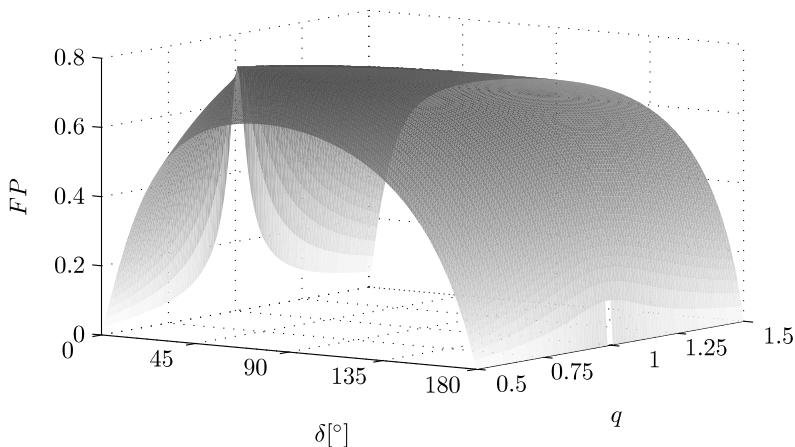


Figura 3.14. Superfície do fator de potência em função de δ e q .

Nesta figura, percebe-se que há duas regiões com fator de potência elevado, localizadas ao redor de $(70^\circ, 0,85)$, ponto $FP_{\delta+}$, e $(-70^\circ, 1,17)$, $FP_{\delta-}$. Quanto maior for o fator de potência do transformador, menor será o valor de potência aparente e, conseqüentemente, menor será seu volume para a mesma potência média transferida. Portanto, quanto mais próximo o ponto de operação do conversor enquanto este processa potência nominal for de $FP_{\delta+}$ ou $FP_{\delta-}$, menor será o volume de seu transformador.

Em muitas aplicações, o ganho estático especificado é constante, no entanto, o mesmo não ocorre com relação ao ângulo δ . Como o controle da potência do conversor é realizado através deste ângulo, seu valor varia. Além disso, sendo o conversor bidirecional, δ assume valores negativos. Portanto, o caminho que o ponto de operação (δ, q) durante o funcionamento do conversor descreve uma linha horizontal no gráfico da Figura 3.15. Sua localização com relação ao eixo vertical deve ser tal que o fator de potência seja o maior possível na faixa de operação de δ . Logo, os pontos $FP_{\delta+}$ ou $FP_{\delta-}$ não devem fazer parte desta linha pois, apesar de apresentarem o maior fator de potência, seu valor reduz sensivelmente ao longo de δ .

A Figura 3.16 ilustra as curvas do fator de potência para os casos de q igual a 0,85, 1 e 1,17.

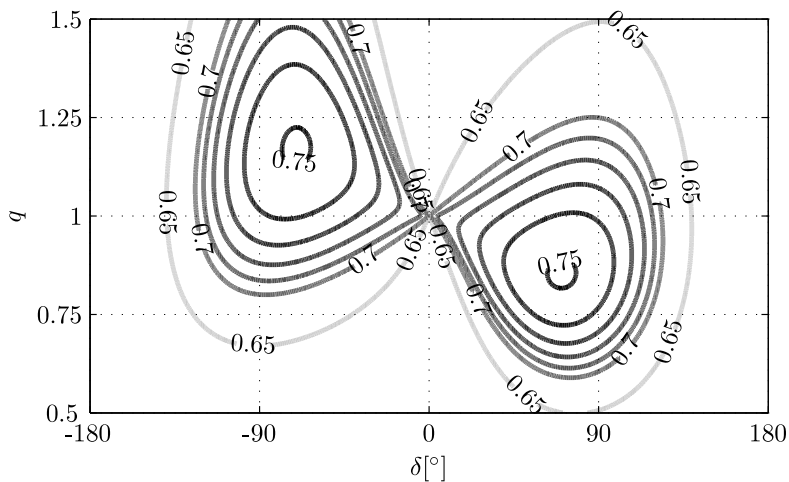


Figura 3.15. Gráfico de contorno do fator de potência em função de δ e q .

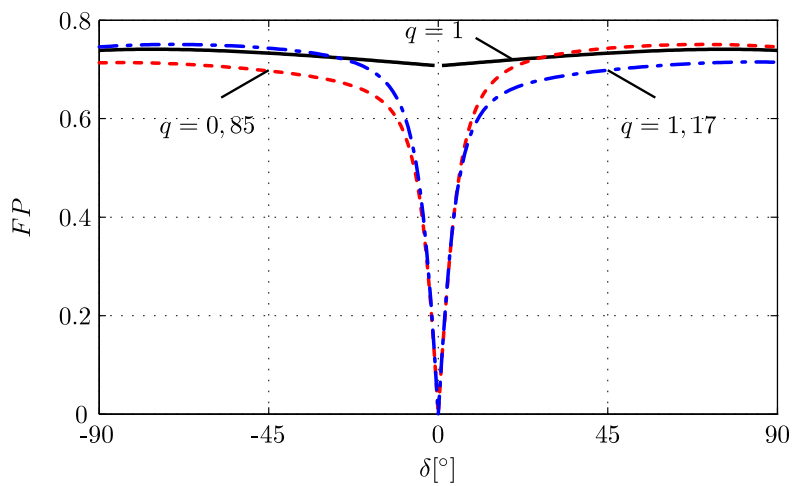


Figura 3.16. Curva fator de potência em função de δ para q igual a 0,85, 1 e 1,17.

Verifica-se que a melhor localização da linha é para q igual a 1. Neste caso, o valor máximo do fator de potência é 0,74 e seu valor ao longo de δ não é inferior a 0,7.

3.2.4 Análise da Comutação

Nesta subseção serão apresentadas as etapas de operação do conversor durante a entrada em condução e bloqueio dos interruptores. A análise será realizada para o caso em que o ganho estático normalizado, q , é unitário e o ângulo δ é positivo, ou seja, a forma de onda das correntes nos enrolamentos tem formato trapezoidal e o fluxo de energia é no sentido do lado primário para o secundário. Além disto, a análise será dividida em duas partes: ponte de interruptores do lado primário e do lado secundário sendo que apenas a comutação de um braço de cada ponte será detalhada. A análise dos outros braços é análoga. Ao modelo do interruptor é adicionado um capacitor em paralelo para representar sua capacitância intrínseca.

Primeiramente, serão analisadas as comutações dos interruptores do lado primário, mais precisamente, o bloqueio do interruptor T_{p1a} e entrada em condução de T_{p1} . A corrente i_{p1} é negativa, circulando através do interruptor T_{p1} e seu valor não varia durante a comutação e, portanto, será representada por uma fonte de corrente. O mesmo é considerado com relação a tensão no capacitor de grampeamento, C_{gp} , mas como uma fonte de tensão. Nesta condição, a tensão $v_{T_{p1a}}$ é nula e a tensão $v_{T_{p1}}$ é igual a tensão V_{gp} . A Figura 3.17 apresenta o circuito do braço formado pelos interruptores T_{p1a} e T_{p1} e as formas de onda corrente e tensão nos interruptores antes da comutação.

No instante $t = t_1$, o interruptor T_{p1a} é comandado a bloquear, a corrente que antes circulava pelo interruptor é desviada para os capacitores dos dois interruptores, aumentando a tensão $v_{T_{p1a}}$ e diminuindo a tensão $v_{T_{p1}}$. A Figura 3.18 ilustra esta etapa de operação e as formas de onda de tensão e corrente nos interruptores após o chaveamento.

No instante $t = t_2$, a tensão $v_{T_{p1}}$ iguala a zero e o diodo D_{p1} é polarizado diretamente e passa a conduzir toda a corrente. A partir deste momento, o interruptor T_{p1} pode ser comandado a conduzir sem que ocorra comutação dissipativa. A Figura 3.19 ilustra o circuito e as formas de onda da corrente e tensão nos interruptores até o instante t_2 .

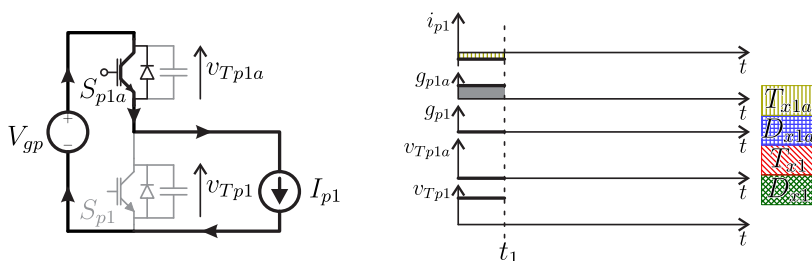


Figura 3.17. Diagrama do braço primário do conversor antes do bloqueio do interruptor T_{p1a} e as principais formas de onda do conversor.

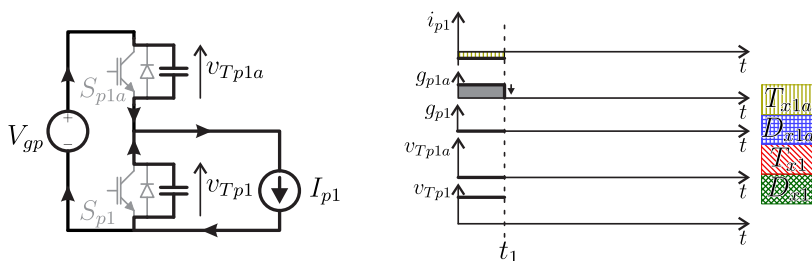


Figura 3.18. Diagrama do braço primário do conversor após $t = t_1$ e as principais formas de onda do conversor.

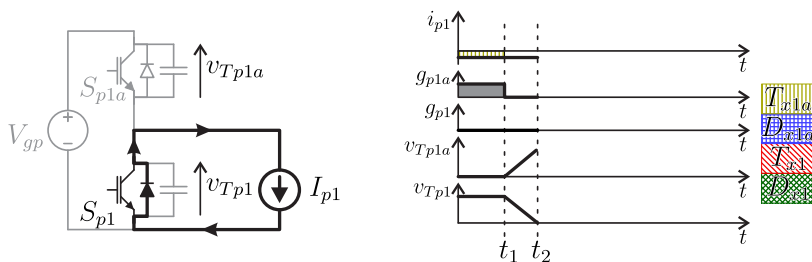


Figura 3.19. Diagrama do braço primário do conversor após $t = t_2$ e as principais formas de onda do conversor.

Em $t = t_3$, o interruptor T_{p1} é comandado a conduzir e sua comutação é suave. No entanto, a corrente continua a circular pelo seu diodo. A Figura 3.20 ilustra o circuito e as formas de onda da corrente e tensão nos interruptores após a entrada em condução do interruptor T_{p1} .

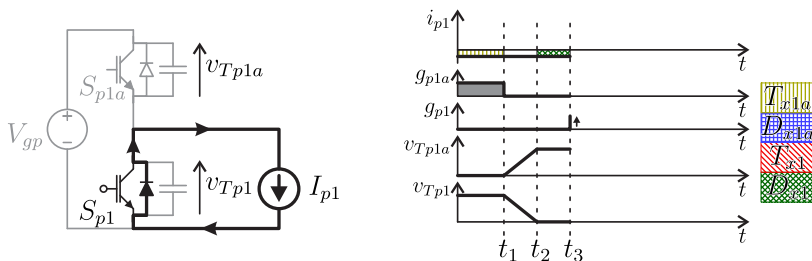


Figura 3.20. Diagrama do braço primário do conversor após $t = t_3$ e as principais formas de onda do conversor.

Após $t = t_3$, a corrente i_{p1} cresce linearmente, seu sentido inverte e passa a circular pelo interruptor T_{p1} em vez de pelo seu diodo. Na verdade, a entrada em condução do interruptor T_{p1} deve ocorrer antes que a corrente inverta seu sentido de forma a garantir comutação suave. A corrente para de crescer após os interruptores do lado secundário troquem de estado. Após certo intervalo, o interruptor T_{p1} será comandado a bloquear e o interruptor T_{p1a} será comandado a conduzir. O diagrama do braço primário e as principais formas de onda são ilustrados pela Figura 3.21.

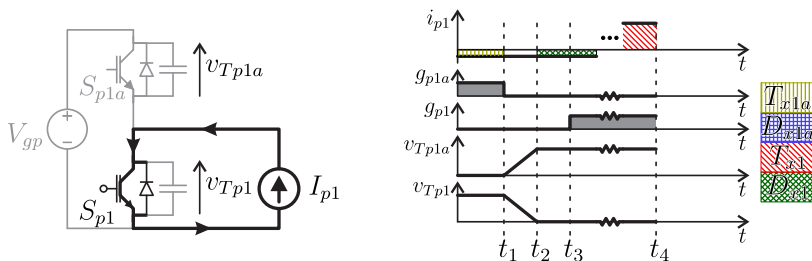


Figura 3.21. Diagrama do braço primário do conversor antes o bloqueio do interruptor T_{p1} e as principais formas de onda do conversor.

Em $t = t_4$, o interruptor T_{p1} é comandado a bloquear. A corrente i_{p1} passa a circular pelos capacitores de ambos os interruptores, fazendo a tensão v_{p1a} decrescer e a tensão v_{p1} , até então nula, crescer. A Figura 3.22 apresenta o diagrama do braço de interruptores e as principais formas de onda do conversor após o bloqueio do interruptor T_{p1} .

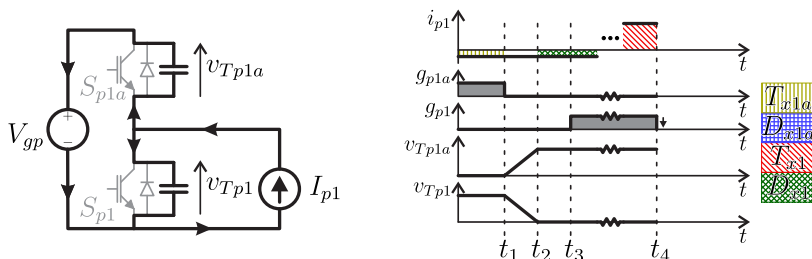


Figura 3.22. Diagrama do braço primário do conversor após o bloqueio do interruptor T_{p1} e as principais formas de onda do conversor.

Em $t = t_5$, a tensão v_{p1a} iguala-se a zero, polarizando o diodo do interruptor T_{p1a} e, desta forma, a corrente i_{p1} passa a circular apenas por este diodo. A partir deste instante, o interruptor T_{p1a} pode ser comandado a conduzir sem que ocorra comutação dissipativa. A Figura 3.23 apresenta o diagrama do braço de interruptores e as principais formas de onda do conversor após $t = t_5$.

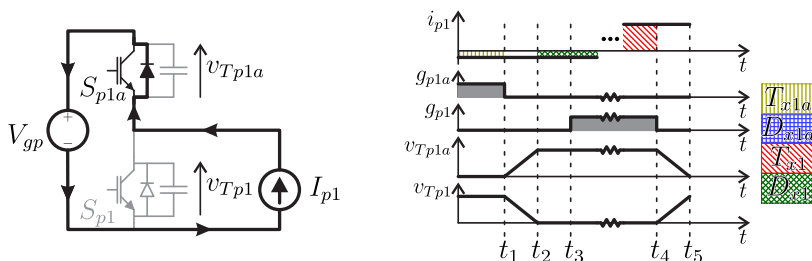


Figura 3.23. Diagrama do braço primário do conversor após o bloqueio do interruptor T_{p1} e as principais formas de onda do conversor.

Em $t = t_6$, o interruptor T_{p1a} é comandado a conduzir, no entanto, a corrente continua a circular através de seu diodo devido ao sentido da corrente i_{p1} . O diagrama do braço de interruptores e as principais formas de onda do conversor são ilustrados pela Figura 3.24.

Após $t = t_6$, a corrente i_{p1} decresce, invertendo seu sentido e passando a circular pelo interruptor T_{p1a} , até que os interruptores do lado secundário troquem de estado. Após certo intervalo, o interruptor T_{p1a} voltará a bloquear, iniciando um novo período de chaveamento e o processo descrito será repetido.

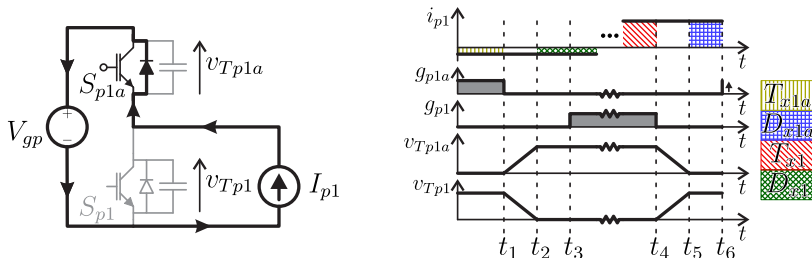


Figura 3.24. Diagrama do braço primário do conversor após $t = t_6$ e as principais formas de onda do conversor.

A descrição das etapas de operação do braços de interruptores da ponte do lado secundário será apresentada a seguir. Inicialmente, será descrita o bloqueio do interruptor T_{s1} e a entrada em condução do interruptor T_{s1a} . A corrente i_{s1} circula pelo interruptor T_{s1} , a tensão $v_{T_{s1}}$ é nula e a tensão $v_{T_{s1a}}$ é igual a tensão V_{gs} . A Figura 3.25 apresenta o diagrama do braço de interruptores e as principais formas de onda do conversor antes do bloqueio do interruptor T_{s1} .

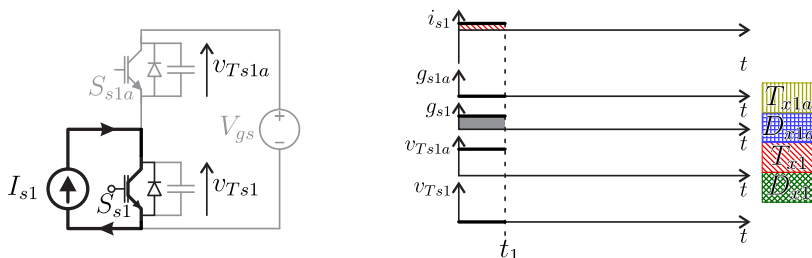


Figura 3.25. Diagrama do braço secundário do conversor antes do bloqueio do interruptor $T_{T_{s1}}$ e as principais formas de onda do conversor.

Em $t = t_1$, o interruptor T_{s1} é comandado a bloquear. A corrente i_{s1} , que antes circulava pelo interruptor, agora passa a circular pelos capacitores dos interruptores. A tensão $v_{T_{s1}}$ cresce linearmente

enquanto a tensão v_{Ts1a} decresce. A Figura 3.26 apresenta o diagrama do braço de interruptores e as principais formas de onda do conversor logo após o bloqueio do interruptor T_{s1} .

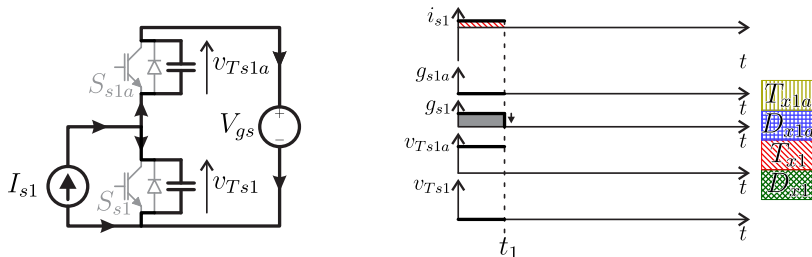


Figura 3.26. Diagrama do braço secundário do conversor após o bloqueio do interruptor T_{s1} e as principais formas de onda do conversor.

Em $t = t_2$, a tensão v_{Ts1a} iguala-se a zero, polarizando o diodo do interruptor T_{s1a} . A corrente i_{s1} é desviada dos capacitores para o diodo do interruptor T_{s1a} . Após este instante, enquanto esta condição durar, o interruptor T_{s1a} pode ser comandado a conduzir sem que ocorra comutação dissipativa. Na Figura 3.27, o diagrama do braço secundário e as principais formas de onda do conversor até este instante são ilustrados.

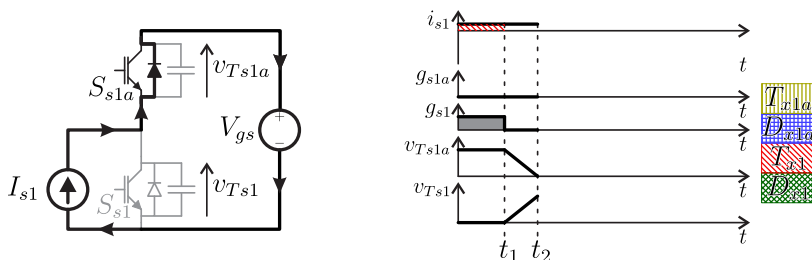


Figura 3.27. Diagrama do braço secundário do conversor e suas principais formas de onda do conversor até $t = t_2$.

Em $t = t_3$, o interruptor T_{s1a} é comandado a conduzir. Apesar de este interruptor estar habilitado, a corrente i_{s1} , devido ao seu sentido, continua a circular pelo diodo de S_{s1a} . A Figura 3.28 ilustra o diagrama do braço secundário e as principais formas de onda do conversor até o instante t_3 .

Em algum instante após t_3 , os interruptores da ponte do lado primário trocam de estado fazendo a corrente i_{s1} decrescer, mudando de sentido e passando a circular pelo interruptor T_{s1a} até que este interruptor bloqueie. A Figura 3.29 apresenta o diagrama do braço secundário e as principais formas de onda do conversor imediatamente antes do bloqueio deste interruptor.

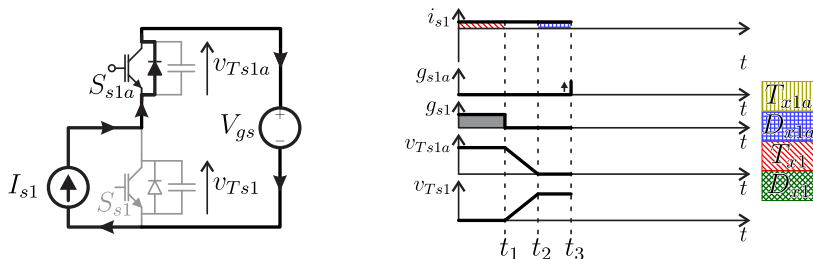


Figura 3.28. Diagrama do braço secundário do conversor e suas principais formas de onda até $t = t_3$.

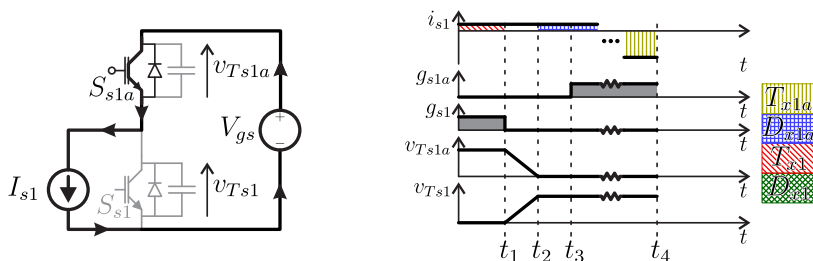


Figura 3.29. Diagrama do braço secundário do conversor e suas principais formas de onda antes do bloqueio de T_{s1a} .

No instante t_4 , o interruptor T_{s1a} é comandado a bloquear e a corrente i_{s2} passa a circular pelos capacitores dos interruptores T_{s1} e T_{s1a} , fazendo a tensão v_{Ts1a} aumentar e a tensão v_{Ts1} decrescer. Na Figura 3.30, são ilustrados o diagrama do braço secundário e as principais formas de onda do conversor logo após o bloqueio do interruptor T_{s1a} .

Em $t = t_5$, a tensão v_{Ts1a} se iguala a zero e polarizando o diodo de S_{s1} . A corrente i_{s1} , que antes circulava pelos capacitores, passa a

circular por este diodo. A Figura 3.31 apresenta o diagrama do braço secundário e as principais formas de onda do conversor até este instante.

Em $t = t_6$, o interruptor T_{s1} é comandado a conduzir, no entanto, o diodo continua a conduzir devido ao sentido da corrente. Como a tensão $v_{T_{s1}}$ é nula, a comutação é suave. Na Figura 3.32, são ilustrados o diagrama do braço secundário e as principais formas de onda do conversor até a entrada de condução do interruptor T_{s1} .

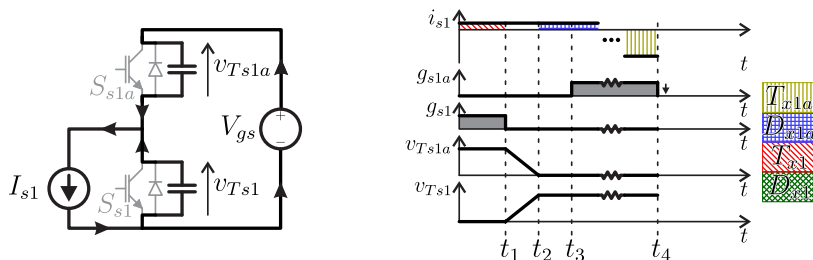


Figura 3.30. Diagrama do braço secundário do conversor e suas principais formas de onda após bloqueio de T_{s1a} .

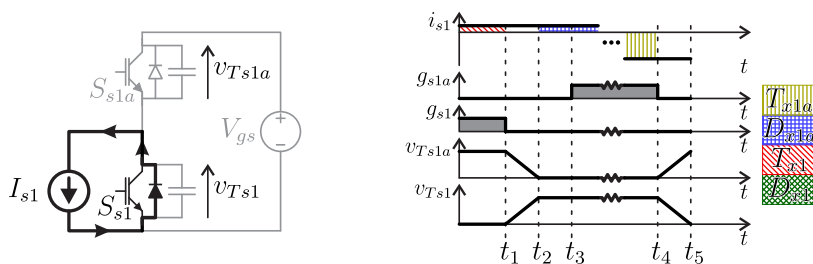


Figura 3.31. Diagrama do braço secundário do conversor e suas principais formas de onda até o instante t_5 .

Após $t = t_6$, a corrente i_{s1} permanece constante até que os interruptores do lado primário troquem de estado, a partir deste momento, a corrente i_{s1} cresce linearmente e inverte de sentido e passando a circular pelo interruptor T_{s1} . Após certo intervalo, o interruptor T_{p1a} voltará a bloquear, iniciando um novo período de chaveamento e o processo descrito será repetido.

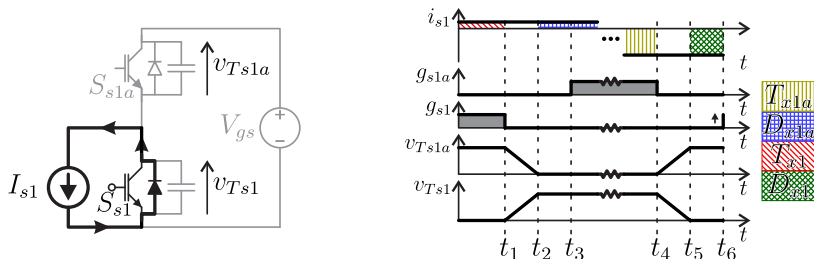


Figura 3.32. Diagrama do braço secundário do conversor e suas principais formas de onda após entrada de condução do interruptor T_{s1} .

Baseado nas formas de onda apresentadas, percebe-se que a entrada em condução dos interruptores ocorre com tensão nula devido a corrente circulante por estes componentes durante sua comutação ser negativa. Contudo, a operação do conversor com ganho estático diferente do unitário pode distorcer o formato destas correntes ao ponto que comutação suave em todos os semicondutores não ocorra mais. Nota-se que a entrada em condução dos interruptores principais do lado primário e dos interruptores auxiliares do lado secundário são mais propícias de deixar de ser suave devido ao valor reduzido de corrente nestes instantes. Portanto, determinando as condições em que a corrente nesses componentes durante sua comutação é nula permite delimitar a região em que ocorre comutação suave.

O valor da corrente no interruptor T_{p1} durante a entrada em condução é determinada pela equação (C.13) para θ igual a zero e no interruptor T_{s1a} pela equação (C.15) para θ igual a $\pi + \delta$.

A Figura 3.33 ilustra essas regiões no plano $\langle \bar{p} \rangle$ versus δ . Além das regiões, são ilustradas curvas $\langle \bar{p} \rangle$ em função do ângulo δ para diversos valores de ganho estático.

Verifica-se que para ganho estático unitário, haverá comutação suave independente do valor do ângulo δ . Contudo, para ganho estático diferente da unidade, há um ângulo mínimo em que ocorre comutação suave em todos os interruptores e conforme o ganho q se distancia da unidade, maior será esse ângulo. Percebe-se que a comutação dos interruptores do lado secundário deixa de ser suave para valores de ganho estático abaixo da unidade enquanto que isso ocorre para os interruptores do lado primário para valores de q superiores ao unitário.

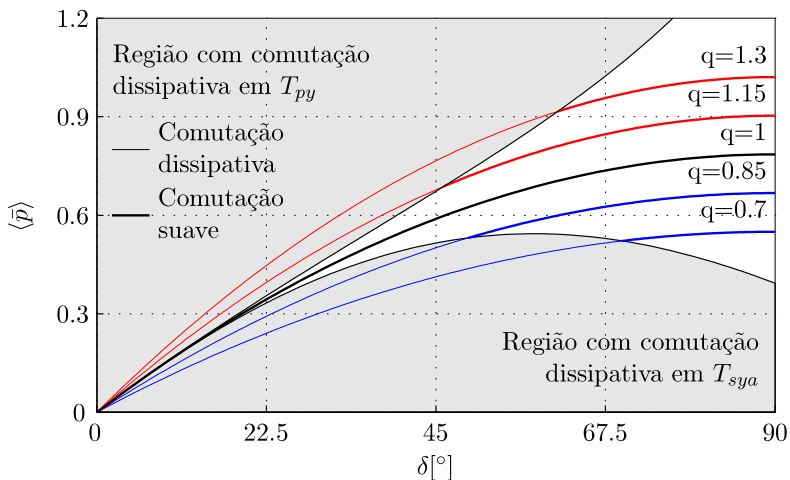


Figura 3.33. Gráfico do valor médio normalizado da potência processada pelo conversor em função do ângulo δ para diversos valores de ganho estático q com indicação de operação com comutação suave parcial e total.

3.2.5 Modelagem Dinâmica das Plantas de Corrente

Nesta subseção será apresentada a modelagem dinâmica das correntes do transformador, primárias e secundárias, em função das razões cíclicas dos pulsos de comando dos interruptores e do defasamento entre os pulsos do lado primário e secundário.

A Figura 3.34 ilustra o circuito do conversor com as indicações das convenções das correntes e tensões do conversor.

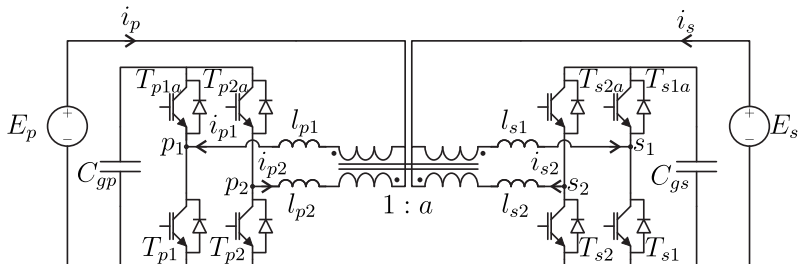


Figura 3.34. Circuito do conversor com grampeamento ativo.

O circuito equivalente do conversor é obtido considerando as tensões aplicadas sobre os enrolamentos como fontes controladas de tensão e as correntes que circulam pelos capacitores de grampeamento como fontes controladas de corrente, todas dependentes dos sinais de comando dos interruptores. Este circuito é apresentado pela Figura 3.35. O sistema de equações apresentado pela equação (3.42) é obtido através dos somatórios das tensões das malhas e dos somatórios das correntes dos nós do circuito apresentado na Figura 3.35.

O sistema de equações apresentado pela equação (3.43) descreve as tensões sobre os enrolamentos do transformador em função de suas correntes.

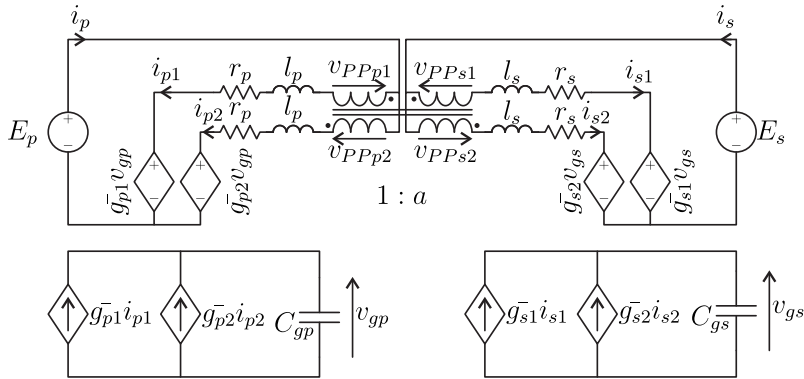


Figura 3.35. Circuito equivalente do conversor.

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{gp} \frac{dv_{gp}}{dt} - \bar{g}_{p1}i_{p1} - \bar{g}_{p2}i_{p2} = 0 \\ C_{gs} \frac{dv_{gs}}{dt} - \bar{g}_{s1}i_{s1} - \bar{g}_{s2}i_{s2} = 0 \\ E_p - v_{PPp1} - l_p \frac{di_{p1}}{dt} - r_p i_{p1} - \bar{g}_{p1}v_{gp} = 0 \\ E_p + v_{PPp2} + l_p \frac{di_{p2}}{dt} + r_p i_{p2} - \bar{g}_{p2}v_{gp} = 0 \\ E_s - v_{PPs1} - l_s \frac{di_{s1}}{dt} - r_s i_{s1} - \bar{g}_{s1}v_{gs} = 0 \\ E_s + v_{PPs2} + l_s \frac{di_{s2}}{dt} + r_s i_{s2} - \bar{g}_{s2}v_{gs} = 0 \end{array} \right. \quad (3.42)$$

$$\begin{cases} v_{PPp1} = \frac{d}{dt} (L_p i_{p1} - M_p i_{p2} + M_{ps} i_{s1} - M_{ps} i_{s2}) \\ v_{PPp2} = \frac{d}{dt} (M_p i_{p1} - L_p i_{p2} + M_{ps} i_{s1} - M_{ps} i_{s2}) \\ v_{PPs1} = \frac{d}{dt} (M_{ps} i_{p1} - M_{ps} i_{p2} + L_s i_{s1} - M_s i_{s2}) \\ v_{PPs2} = \frac{d}{dt} (M_{ps} i_{p1} - M_{ps} i_{p2} + M_s i_{s1} - L_s i_{s2}) \end{cases} \quad (3.43)$$

Substituindo a equação (3.43) em (3.42), obtém-se a equação (3.44), após manipulá-la propriamente.

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} C_{gp} & 0 \\ 0 & C_{gs} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{gp} \\ v_{gs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{g}_{p1} & \bar{g}_{p2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \bar{g}_{s1} & \bar{g}_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{p1} \\ i_{p2} \\ i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} \\ & \begin{bmatrix} -L_p - l_p & -M_p & -M_{ps} & -M_{ps} \\ M_p & l_p + L_p & M_{ps} & M_{ps} \\ -M_{ps} & -M_{ps} & -l_s - L_s & -M_s \\ M_{ps} & M_{ps} & M_s & l_s + L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{p1} \\ i_{p2} \\ i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} = \dots \\ & \dots - \begin{bmatrix} -r_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r_s & 1 \\ 0 & 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{p1} \\ i_{p2} \\ i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \bar{g}_{p1} & 0 \\ \bar{g}_{p2} & 0 \\ 0 & \bar{g}_{s1} \\ 0 & \bar{g}_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{gp} \\ v_{gs} \end{bmatrix} + \dots \\ & \dots - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_p \\ e_s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.44)$$

O sistema exibido pela equação (3.44) pode ser reescrito conforme a equação (3.45).

$$\begin{aligned}
[C] \frac{d}{dt} [v_{gx}] &= [G_{xy}]^t [i_{xy}] \\
[M] \frac{d}{dt} [i_{xy}] &= -[R] [i_{xy}] - [G_{xy}] [v_{gx}] - [B] [e_x]
\end{aligned} \tag{3.45}$$

A matriz apresentada pela equação (3.46) descreve a transformação linear das correntes dos enrolamentos do transformador em componentes de modo comum e diferencial enquanto que a matriz apresentada pela equação (3.47) descreve a transformação inversa.

$$[T]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \tag{3.46}$$

$$[T] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \tag{3.47}$$

As matrizes $[\bar{G}_{xy}]$, $[\bar{G}_{xy}]^t$ e o vetor corrente $[i_{xy}]$ da equação (3.45) são reescritos em função de componentes de modo comum e diferencial respectivamente pelas equações (3.48) a (3.50).

$$[\bar{G}_{xy}] = [T] [\bar{G}_{xcd}] \tag{3.48}$$

$$[\bar{G}_{xy}]^t = [\bar{G}_{xcd}]^t [T]^t \tag{3.49}$$

$$[i_{xy}] = [T] [i_{xcd}] \tag{3.50}$$

Substituindo as equações (3.48), (3.49) e (3.50) em (3.45) e manipulando o resultado propriamente, obtém-se o sistema exibido pela equação (3.51).

$$\begin{aligned}
[C] \frac{d}{dt} [v_{gx}] &= [\bar{G}_{xcd}]^t [T]^t [T] [i_{xcd}] \\
[M] [T] \frac{d}{dt} [i_{xcd}] &= -[R] [T] [i_{xcd}] - [T] [\bar{G}_{xcd}] [v_{gx}] - [B] [e_x]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} [v_{gx}] &= \frac{1}{2} [C]^{-1} [\bar{G}_{xcd}]^t [i_{xcd}] \\
\frac{d}{dt} [i_{xcd}] &= -[T]^{-1} [M]^{-1} [R] [T] [i_{xcd}] + \dots \\
&\dots - [T]^{-1} [M]^{-1} [T] [\bar{G}_{xcd}] [v_{gx}] - [T]^{-1} [M]^{-1} [B] [e_x]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} [v_{gx}] &= \frac{1}{2} [C]^{-1} [\bar{G}_{xcd}]^t [i_{xcd}] \\
\frac{d}{dt} [i_{xcd}] &= [MR_{cd}]^{-1} [i_{xcd}] + [M_{cd}]^{-1} [\bar{G}_{xcd}] [v_{gx}] + [B_{cd}] [e_x]
\end{aligned} \tag{3.51}$$

Os termos da equação (3.51) são apresentados através das equações (3.52) a (3.54). O valor de indutância l_s e de resistência r_s são considerados a^2 vezes o valor da indutância l_p e r_p , respectivamente.

$$\begin{aligned}
[MR_{cd}]^{-1} &= -[T]^{-1} [M]^{-1} [R] [T] \\
[MR_{cd}]^{-1} &= \frac{r_p}{l_p} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{2L_p + l_p}{4L_p + l_p} & 0 & a \frac{2L_p}{4L_p + l_p} \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{a} \frac{2L_p}{4L_p + l_p} & 0 & -\frac{2L_p + l_p}{4L_p + l_p} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.52}$$

$$[M_{cd}]^{-1} = -[T]^{-1} [M]^{-1} [T]$$

$$[M_{cd}]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{l_p} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_p} \frac{2L_p + l_p}{4L_p + l_p} & 0 & -\frac{1}{al_p} \frac{2L_p}{4L_p + l_p} \\ 0 & 0 & \frac{1}{a^2 l_p} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{al_p} \frac{2L_p}{4L_p + l_p} & 0 & \frac{1}{a^2 l_p} \frac{2L_p + l_p}{4L_p + l_p} \end{bmatrix} \tag{3.53}$$

$$[B_{cd}] = -[T]^{-1} [M]^{-1} [B]$$

$$[B_{cd}] = 2 \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{l_p} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{a^2 l_p} \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

Se a indutância própria dos enrolamentos do transformador for muito maior que a indutância dos indutores auxiliares, as matrizes $[MR_{cd}]^{-1}$ e $[M_{cd}]^{-1}$ podem ser aproximadas pelas equações (3.55) e (3.56), respectivamente.

$$[MR_{cd}]^{-1} = \frac{r_p}{2l_p} \begin{bmatrix} -2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & a \\ 0 & 0 & -2 & 0 \\ 0 & a^{-1} & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

$$[M_{cd}]^{-1} = \frac{1}{2l_p} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -a^{-1} \\ 0 & 0 & 2a^{-2} & 0 \\ 0 & -a^{-1} & 0 & a^{-2} \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

A Figura 3.36 ilustra o circuito equivalente do conversor em componentes de modo comum e diferencial. Observa-se que as componentes de modo comum da corrente circulam pelas fontes e_p e e_s sendo matematicamente idênticas às correntes que fisicamente circulam por estas fontes. É possível verificar que se as tensões sobre os capacitores de grampeamento forem livres de ondulação assim como as componentes de modo comum dos sinais de comando dos interruptores, as componentes de modo comum das correntes também serão. Isto é possível fazendo os sinais de comando g_{x1} e g_{x2} complementares. Além disto, percebe-se que as componentes de modo diferencial das correntes circulam pelo transformadores e que se os valores médios das componentes de modo diferencial dos sinais de comando forem diferentes de zero, haverá valor médio de corrente nos enrolamentos limitado apenas pelas resistências parasitas destes.

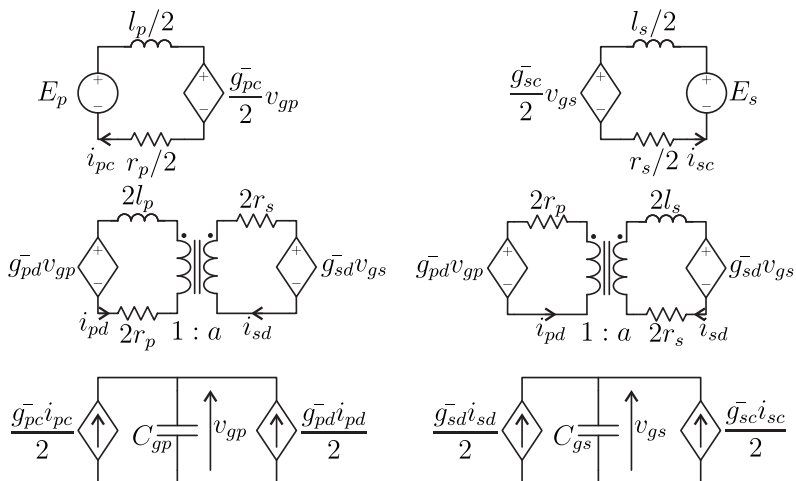


Figura 3.36. Circuito equivalente do conversor em componentes de modo comum e diferencial.

O próximo passo da modelagem dinâmica é determinar os valores médios durante um ciclo de chaveamento das correntes que circulam pelos capacitores e das tensões sobre os indutores. Normalmente, na modelagem dinâmica de conversores, as ondulações das grandezas são desprezadas devido a serem muito menores do que os seus valores médios. No presente caso, isto não se aplica pois há uma elevada ondulação nestas grandezas, em alguns casos sendo o valor médio até mesmo nulo. Portanto, as variáveis serão decompostas em três componentes: valor médio durante o ciclo de chaveamento e duas componentes harmônicas, uma componente real e uma componente imaginária baseado em [57] e semelhante ao apresentado em [58] para o conversor DAB.

Primeiramente serão determinadas os valores médios das correntes nos capacitores.

As componentes de modo comum das correntes são livres de ondulação, conforme explicado anteriormente, portanto, seu valor pode ser aproximado por uma única componente que representa seu valor médio em um período de chaveamento, conforme apresentado pela equação (3.57). O mesmo pode ser afirmado com relação as componentes de modo comum dos sinais de comando conforme apresentado

pela equação (3.58).

$$i_{xc} = i_{xc0} \quad (3.57)$$

$$g_{xc} = g_{xc0} \quad (3.58)$$

Portanto, o valor médio da corrente nas fontes controladas de corrente é obtido através da equação (3.59).

$$\begin{aligned} \langle \bar{g}_{xc} i_{xc} \rangle &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \bar{g}_{xc} i_{xc} dt \\ \langle \bar{g}_{xc} i_{xc} \rangle &= \bar{g}_{xc0} i_{xc0} \end{aligned} \quad (3.59)$$

As componentes de modo diferencial das correntes não apresentam a mesma característica que as componentes de modo comum assim como as componentes de modo diferencial dos sinais de comando. Além de poderem apresentar um valor médio durante um período de chaveamento, também apresentam uma elevada ondulação na frequência de chaveamento dos interruptores que não pode ser desconsiderada. As equações (3.60) e (3.61) definem a aproximação das componentes de modo diferencial das correntes e dos sinais de comando dos interruptores, respectivamente.

$$i_{xd} = i_{xd0} + i_{xdRe} \cos(\omega_s t) + i_{xdIm} \sin(\omega_s t) \quad (3.60)$$

$$\bar{g}_{xd} = \bar{d}_{xd} + \bar{g}_{xdRe} \cos(\omega_s t) + \bar{g}_{xdIm} \sin(\omega_s t) \quad (3.61)$$

O valor médio durante um ciclo de chaveamento da corrente das fontes controladas de corrente de modo diferencial é obtido pela equação (3.62).

$$\begin{aligned} \langle \bar{g}_{xd} i_{xd} \rangle &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \bar{g}_{xd} i_{xd} dt \\ \langle \bar{g}_{xd} i_{xd} \rangle &= \bar{g}_{xd0} i_{xd0} + \frac{1}{2} \bar{g}_{xdRe} i_{xdRe} + \frac{1}{2} \bar{g}_{xdIm} i_{xdIm} \end{aligned} \quad (3.62)$$

A tensão nos capacitores apresenta baixa ondulação, portanto,

será aproximada apenas pelo seu valor médio durante um ciclo de chaveamento, v_{gx0} . O valor médio da corrente nos capacitores de grameamento é obtido subtraindo a equação (3.62) da equação (3.59). O resultado é apresentado pela equação (3.63).

$$C_x \frac{dv_{gx0}}{dt} = \bar{g}_{xc0} i_{xc0} - \bar{g}_{xd0} i_{xd0} - \frac{1}{2} \bar{g}_{xdRe} i_{xdRe} - \frac{1}{2} \bar{g}_{xdIm} i_{xdIm} \quad (3.63)$$

As tensões das fontes controladas de tensão de modo diferencial também são decompostas em três componentes, conforme apresentado pela equação (3.64), assim como as quedas de tensão sobre as resistências parasitas, equação (3.65), e sobre os indutores auxiliares, equação (3.66).

$$\bar{g}_{xd} v_{gx0} = \bar{g}_{xd0} v_{gx0} + \bar{g}_{xdRe} v_{gx0} \cos(\omega_s t) + \bar{g}_{xdIm} v_{gx0} \sin(\omega_s t) \quad (3.64)$$

$$2r_x i_{xd} = 2r_x i_{xd0} + 2r_x i_{xdRe} \cos(\omega_s t) + 2r_x i_{xdIm} \sin(\omega_s t) \quad (3.65)$$

$$\begin{aligned} 2l_x \frac{di_{xd}}{dt} = & 2l_x \frac{di_{xd0}}{dt} + 2l_x \left(\frac{di_{xdRe}}{dt} + \omega_s i_{xdIm} \right) \cos(\omega_s t) + \\ & + 2l_x \left(\frac{di_{xdIm}}{dt} - \omega_s i_{xdRe} \right) \sin(\omega_s t) \end{aligned} \quad (3.66)$$

Portanto, os circuitos equivalentes ilustrados pelas figuras 3.36(c) e (d) são desdobrados em outros seis circuitos equivalentes, dois compostos apenas por componentes médias, dois compostos por componentes reais e dois compostos por componentes imaginárias. A Figura 3.37 ilustra o circuito equivalente do conversor em componentes médias, reais e imaginárias.

Os sinais de comando dos interruptores em função de suas razões cíclicas e do ângulo de defasagem δ pelas equações (3.67) a (3.70).

$$\bar{g}_{p1} = \begin{cases} 1 & \text{se } -d_{p1} \frac{T_s}{2} < t < d_{p1} \frac{T_s}{2} \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.67)$$

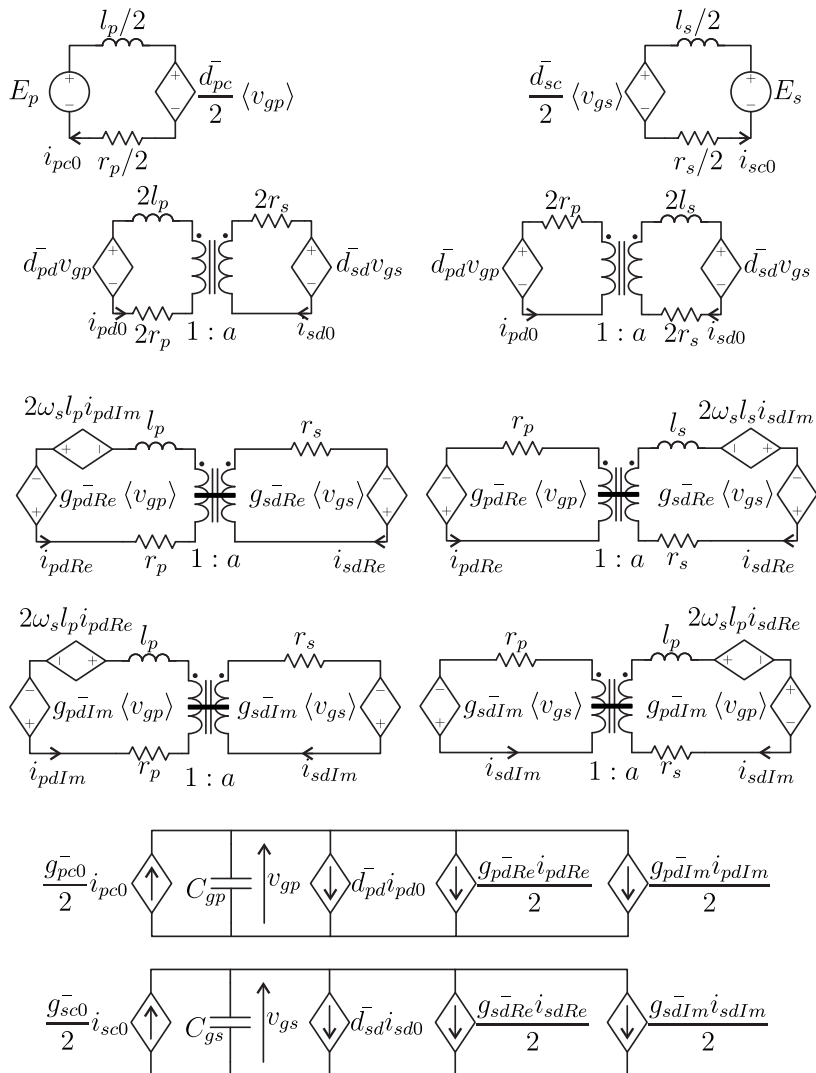


Figura 3.37. Circuito equivalente do conversor em componentes médias, reais e imaginárias.

$$\bar{g}_{p2} = \begin{cases} 1 & \text{se } -(d_{p2} - 1) \frac{T_s}{2} < t < (d_{p2} + 1) \frac{T_s}{2} \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.68)$$

$$\bar{g}_{s1} = \begin{cases} 1 & \text{se } \left(-d_{s1} + \frac{\delta}{\pi}\right) \frac{T_s}{2} < t < \left(d_{s1} + \frac{\delta}{\pi}\right) \frac{T_s}{2} \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.69)$$

$$\bar{g}_{s2} = \begin{cases} 1 & \text{se } \left(-d_{s2} + \frac{\delta}{\pi} + 1\right) \frac{T_s}{2} < t < \left(d_{s2} + \frac{\delta}{\pi} + 1\right) \frac{T_s}{2} \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.70)$$

As componentes médias, reais e imaginárias de cada sinal de comando dos interruptores são obtidas substituindo as equações (3.67) a (3.70) na equação (3.71), (3.72) e (3.73), respectivamente. O resultado para cada caso é apresentado pela Tabela 22.

$$\bar{g}_{xy0} = \frac{1}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \bar{g}_{xy} dt \quad (3.71)$$

$$\bar{g}_{xyRe} = \frac{2}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \bar{g}_{xy} \cos(\omega t) dt \quad (3.72)$$

$$\bar{g}_{xyIm} = \frac{2}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \bar{g}_{xy} \sin(\omega t) dt \quad (3.73)$$

As razões cíclicas dos sinais de cada interruptor podem ser redefinidas como uma soma ou subtração de duas variáveis conforme apresentado nas equações (3.74) e (3.75). Onde \bar{D}_x é um valor constante de 0,5 e $\Delta \bar{d}_x$ é um valor variável de pequena amplitude, idealmente nulo.

$$\bar{d}_{x1} = \bar{D}_p + \Delta \bar{d}_x \quad (3.74)$$

$$\bar{d}_{x2} = \bar{D}_p - \Delta \bar{d}_x \quad (3.75)$$

Substituindo as equações (3.74) e (3.75) nos valores da Tabela 22

	\bar{g}_{xy0}	\bar{g}_{xyRe}	\bar{g}_{xyIm}
$x = p$ e $y = 1$	\bar{d}_{p1}	$\frac{2}{\pi} sen(\bar{d}_{p1}\pi)$	0
$x = p$ e $y = 2$	\bar{d}_{p2}	$-\frac{2}{\pi} sen(\bar{d}_{p2}\pi)$	0
$x = s$ e $y = 1$	\bar{d}_{s1}	$\frac{2}{\pi} sen(\bar{d}_{s1}\pi)cos(\delta)$	$\frac{2}{\pi} sen(\bar{d}_{s1}\pi)sen(\delta)$
$x = s$ e $y = 2$	\bar{d}_{s2}	$-\frac{2}{\pi} sen(\bar{d}_{s2}\pi)cos(\delta)$	$-\frac{2}{\pi} sen(\bar{d}_{s2}\pi)sen(\delta)$

Tabela 22. Componentes médias, reais e imaginárias dos sinais de comando dos interruptores.

e aplicando a transformação de componentes de fase em componentes de modo comum e diferencial, obtêm-se as componentes médias, reais e imaginárias de modo comum e diferencial dos sinais de comando nas equações (3.79) a (3.83).

$$\bar{g}_{pd0} = 2\Delta\bar{d}_p \quad (3.76)$$

$$\bar{g}_{sd0} = 2\Delta\bar{d}_s \quad (3.77)$$

$$\bar{g}_{pdIm} = 0 \quad (3.78)$$

$$\bar{g}_{pc0} = 2\bar{D}_p \quad (3.79)$$

$$\bar{g}_{sc0} = 2\bar{D}_s \quad (3.80)$$

$$\bar{g}_{pdRe} = \frac{4}{\pi} sen(\pi\bar{D}_p)cos(\pi\Delta\bar{d}_p) \quad (3.81)$$

$$\bar{g}_{sdRe} = \frac{4}{\pi} sen(\pi\bar{D}_s)cos(\pi\Delta\bar{d}_s)cos(\delta) \quad (3.82)$$

$$\bar{g}_{sdIm} = -\frac{4}{\pi} sen(\pi\bar{D}_s)cos(\pi\Delta\bar{d}_s)sen(\delta) \quad (3.83)$$

As equações (3.79) a (3.83) podem ser aproximadas respectivamente pelas equações (3.84) a (3.88) se for considerado que $\Delta \bar{d}_p$ e $\Delta \bar{d}_s$ são muito próximos a zero e se D_p e D_s são muito próximos a 0,5.

$$\bar{g}_{pc0} \approx 1 \quad (3.84)$$

$$\bar{g}_{sc0} \approx 1 \quad (3.85)$$

$$\bar{g}_{pdRe} \approx \frac{4}{\pi} \quad (3.86)$$

$$\bar{g}_{sdRe} \approx \frac{4}{\pi} \cos(\delta) \quad (3.87)$$

$$\bar{g}_{sdIm} \approx -\frac{4}{\pi} \sin(\delta) \quad (3.88)$$

Linearizando as equações (3.87) e (3.88), obtêm-se as equações (3.89) e (3.90), respectivamente. A variável Γ representa o valor do ponto de operação do ângulo δ e a variável $\Delta\delta$ representa uma pequena variação entorno deste ponto.

$$\bar{g}_{sdRe} \approx \frac{4}{\pi} \cos(\Gamma) - \frac{4}{\pi} \sin(\Gamma) \Delta\delta \quad (3.89)$$

$$\bar{g}_{sdIm} \approx -\frac{4}{\pi} \sin(\Gamma) - \frac{4}{\pi} \cos(\Gamma) \Delta\delta \quad (3.90)$$

As correntes e tensões no circuito da Figura 3.37 podem ser representadas como a soma de duas parcelas: uma delas representando o ponto de operação, simbolizada pelas mesmas letras com exceção da primeira, que para este caso é maiúscula, e outra parcela representando uma pequena perturbação, simbolizada também pelas mesmas letras, no entanto, com o símbolo Δ antecedendo-as. Fazendo as alterações nos circuitos da Figura 3.37 levando em conta as equações (3.76) a (3.80), as equações (3.84) a (3.81) e as equações (3.89) e (3.90), obtêm-se um circuito equivalente composto de elementos cujo valor de seus parâmetros dependem do ponto de operação e das perturbações das tensões, das correntes e dos parâmetros que caracterizam os pulsos de comando. A equação (3.91) descreve este circuito em variáveis de estado. Os vetores X e E representam os valores das correntes e tensões do conversor no

ponto de operação e o vetor Δx e Δe representam as pequenas perturbações destas grandezas. A matriz A é dependente dos valores dos parâmetros da pulsos de comando no ponto de operação e a matriz ΔA é a soma de três matrizes, cada uma destas sendo a linearização de A em função de uma variável de controle conforme apresentado na equação (3.92).

$$\frac{dX}{dt} + \frac{d\Delta x}{dt} = ([A] + [\Delta A])(X + \Delta x) + [B] (E + \Delta e)$$

$$\frac{dX}{dt} + \frac{d\Delta x}{dt} = [A] X + [\Delta A] X + [A] \Delta x + [\Delta A] \Delta x + [B] E + [B] \Delta e$$

$$\frac{dX}{dt} + \frac{d\Delta x}{dt} = ([A] X + [B] E) + ([A] \Delta x + [\Delta A] X + [B] \Delta e) + ([\Delta A] \Delta x) \quad (3.91)$$

$$[\Delta A] = \frac{\partial [A]}{\partial \delta} \Delta \delta + \frac{\partial [A]}{\partial d_{pd0}} \Delta d_{pd0} + \frac{\partial [A]}{\partial d_{sd0}} \Delta d_{sd0} \quad (3.92)$$

Sendo as perturbações com pequena amplitude, o termo $\Delta A \Delta x$ pode ser desprezado. Além disto, se for considerado que o sistema está em regime permanente, o termo $\frac{dX}{dt}$ é nulo.

$$\frac{d\Delta x}{dt} = ([A] X + [B] E) + ([A] \Delta x + [\Delta A] X + [B] \Delta e) \quad (3.93)$$

Este sistema pode ser separado em duas componentes, uma constante, dependente apenas dos valores no ponto de operação do conversor, apresentado pela equação (3.94), e a outra variável, dependente das perturbações das grandezas, apresentada pela equação (3.95). Para determinar os valores das corrente e tensões no ponto de operação, basta resolver o sistema da equação (3.94).

$$([A] X + [B] E) = 0 \quad (3.94)$$

$$\frac{d\Delta x}{dt} = [A] \Delta x + ([\Delta A] X + [B] \Delta e) \quad (3.95)$$

Aplicando a transformada de Laplace no sistema da equação (3.95) e manipulando-o propriamente, obtêm-se as funções de transferências de todas as perturbações de corrente e tensão em relação à todas as perturbações dos parâmetros dos pulsos de comando e tensões das fontes na equação (3.96).

$$s\Delta X(s) = [A] \Delta X(s) + ([\Delta A] (s)X + [B] \Delta E(s))$$

$$s\Delta X(s) - [A] \Delta X(s) = ([\Delta A] (s)X + [B] \Delta E(s))$$

$$\Delta X(s) = (sI - [A])^{-1}([\Delta A] (s)X + [B] \Delta E(s)) \quad (3.96)$$

As matrizes e vetores existentes entre as equações (3.91) e (3.96) são apresentadas no Apêndice E.

Com o objetivo de proporcionar um melhor entendimento da dinâmica do conversor, os diagramas de bode das principais funções transferência do conversor serão exibidos considerando um exemplo de projeto cujas especificações dos componentes, apresentadas pela Tabela 23, são arbitrariamente definidas. Além disso, de modo a validar a modelagem dinâmica do conversor, esses diagramas serão comparados com dados obtidos por simulação. No circuito simulado, as componentes de modo diferencial e de modo comum são filtradas por um filtro passa-baixa de segunda ordem com frequência de corte de 25 [kHz] e coeficiente de amortecimento de 0,7. Esta filtragem causa um decremento tanto na magnitude quanto na fase do diagrama de bode dessas variáveis e para que a comparação seja válida, a função transferência desse filtro multiplicará as funções transferências obtidas analiticamente.

A Figura 3.38 ilustra a comparação da componente de modo comum da corrente dos enrolamentos primários em função da variação do ângulo δ . Verifica-se que para uma larga faixa de frequência, o ganho apresenta um valor constante e a fase apresenta ângulo próximo a zero até certo ponto. Para valores a direita deste ponto, tanto o ganho quanto a fase decrescem substancialmente.

Parâmetro	Valor
E_p	100 [V]
E_s	100 [V]
l_p	20 [μ H]
r_p	0,1 [Ω]
a	1
l_s	l_p
L_p	$10l_p$
C_{gp}	1 [mF]
C_{gs}	1 [mF]
f_s	50 [kHz]
δ_{nom}	0,489

Tabela 23. Parâmetros dos componentes e da estratégia de modulação do conversor empregados na validação da modelagem dinâmica.

As Figuras 3.39 e 3.40 apresentam respectivamente a comparação dos diagramas de bode das componentes de modo diferencial i_{pd0} e i_{sd0} em função da variação da razão cíclica Δd_{p0} obtidas analiticamente e por simulação. Percebe-se que a variável Δd_p tem influência semelhante nas componentes de modo diferencial i_{pd0} e i_{sd0} para frequências acima de certo valor, no entanto, conforme o valor da frequência decresce, sua influência sobre a componente i_{sd0} também diminui. Sendo o conversor simétrico, o mesmo fenômeno ocorre com relação Δd_{s0} . Além disso, assim como no caso da componente de modo comum apresentado anteriormente, os resultados obtidos de modo analítico e por simulação são muito semelhantes.

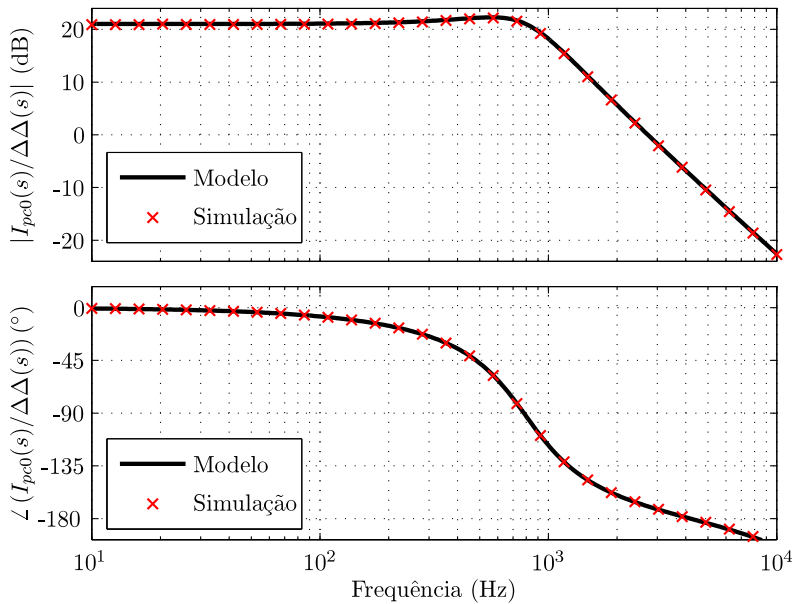


Figura 3.38. Comparação do diagrama de bode da função transferência da componente i_{pc0} em função da variável de controle $\Delta\delta$ obtidos analiticamente e por simulação.

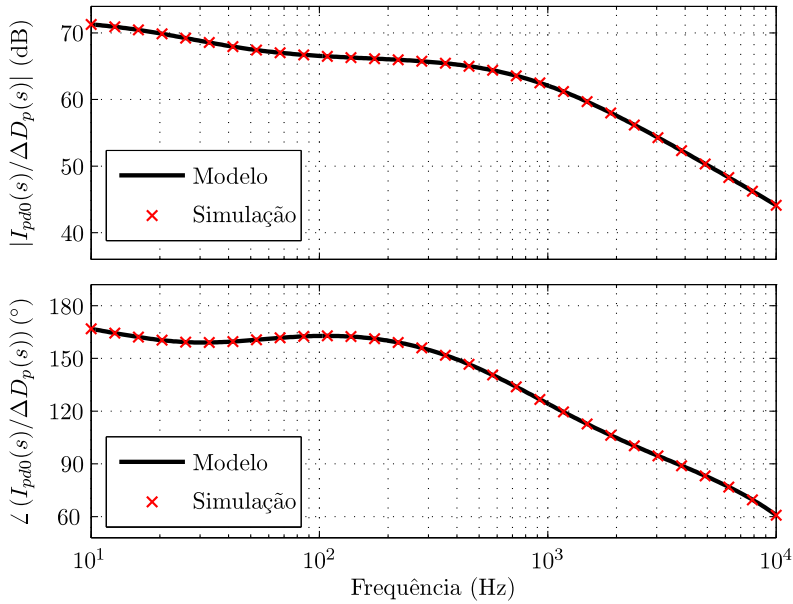


Figura 3.39. Comparação do diagrama de bode da função transferência da componente i_{pd0} em função da variável de controle Δd_{p0} obtidos analiticamente e por simulação.

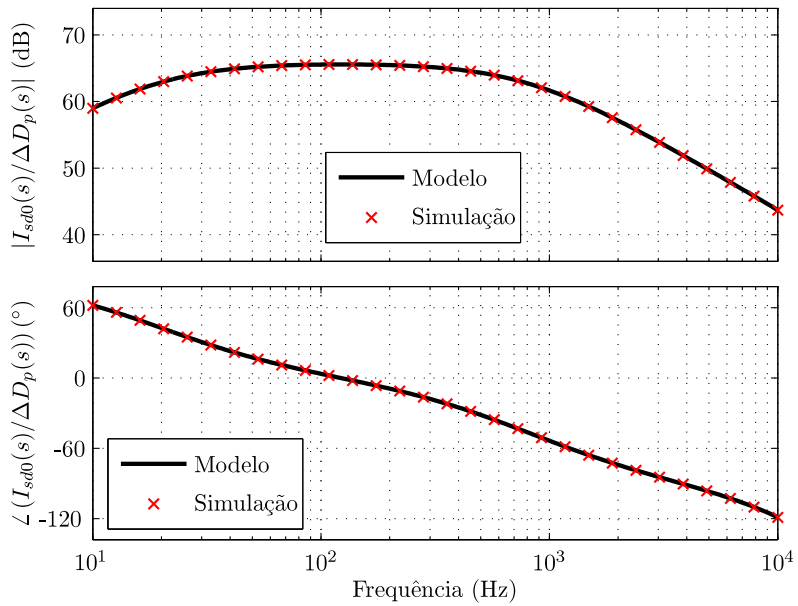


Figura 3.40. Comparação do diagrama de bode da função transferência da componente i_{sd0} em função da variável de controle Δd_{p0} obtidos analiticamente e por simulação.

3.3 Análise voltada ao dimensionamento

Nesta seção será apresentado o dimensionamento dos componentes do conversor com grampeamento ativo. As deduções das equações que determinam o valor eficaz da corrente nos componentes são apresentadas no Apêndice C.3 e, portanto, apenas os resultados finais serão apresentados nessa seção.

3.3.1 Dimensionamento dos Semicondutores

Os interruptores deste conversor têm esforços muito distintos, portanto, serão nomeados como interruptores principais, responsáveis pela transferência da maior parcela de energia entre os lados do conversor, e interruptores auxiliares. As equações (3.97) e (3.98) apresentam respectivamente os valores eficazes da corrente nos interruptores principais e auxiliares do lado primário. O mesmo é realizado pelas equações (3.99) e (3.100) com relação aos interruptores do lado secundário.

$$I_{Tpy.ef} = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} \sqrt{\sum_{k=0}^4 a_{Tpy(k)} \delta^k} \quad \begin{aligned} a_{Tpy(0)} &= \frac{\pi^4}{6} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{Tpy(1)} &= 0 \\ a_{Tpy(2)} &= 2\pi^2 (3q^2 + q) \\ a_{Tpy(3)} &= -\frac{4\pi}{3} (9q^2 + q) \\ a_{Tpy(4)} &= 6q^2 \end{aligned} \quad (3.97)$$

$$I_{Tpya.ef} = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} \sqrt{\sum_{k=0}^4 a_{Tpya(k)} \delta^k} \quad \begin{aligned} a_{Tpya(0)} &= \frac{\pi^4}{6} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{Tpya(1)} &= 0 \\ a_{Tpya(2)} &= -2\pi^2 (q^2 - q) \\ a_{Tpya(3)} &= \frac{4\pi}{3} (3q^2 - q) \\ a_{Tpya(4)} &= -2q^2 \end{aligned} \quad (3.98)$$

$$I_{Tsy.ef} = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p a} \sqrt{\sum_{k=0}^4 a_{Tsy(k)} \delta^k}$$

$$\begin{aligned} a_{Tsy(0)} &= \frac{\pi^4}{6} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{Tsy(1)} &= 0 \\ a_{Tsy(2)} &= 2\pi^2 (q + 3) \\ a_{Tsy(3)} &= -\frac{4\pi}{3} (q + 9) \\ a_{Tsy(4)} &= 6 \end{aligned} \quad (3.99)$$

$$I_{Tsy.a.ef} = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p a} \sqrt{\sum_{k=0}^4 a_{Tsy.a(k)} \delta^k}$$

$$\begin{aligned} a_{Tsy.a(0)} &= \frac{\pi^4}{6} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{Tsy.a(1)} &= 0 \\ a_{Tsy.a(2)} &= 2\pi^2 (q - 1) \\ a_{Tsy.a(3)} &= -\frac{4\pi}{3} (q - 3) \\ a_{Tsy.a(4)} &= -2 \end{aligned} \quad (3.100)$$

Por outro lado, o valor máximo das tensões sobre os interruptores de um mesmo lado tem o mesmo valor e são iguais ao valor da tensão no capacitor de grampeamento desse lado, dados pela equações (3.20) e (3.21). As equações (3.101) a (3.104) apresentam o valor máximo da tensão aplicada sobre os interruptores principais e auxiliares do lado primário e interruptores principais e auxiliares do lado secundário.

$$V_{py.max} = 2E_p \quad (3.101)$$

$$V_{pya.max} = 2E_p \quad (3.102)$$

$$V_{sy.max} = 2E_s \quad (3.103)$$

$$V_{sya.max} = 2E_s \quad (3.104)$$

3.3.2 Dimensionamento dos Capacitores de Grampeamento

Os valores eficazes das correntes nos capacitores de grampeamento são determinados no Apêndice C.3 e são apenas reapresentados nesta seção pelas equações (3.105), valor eficaz da corrente no capacitor de grampeamento do lado primário, e (3.106), valor eficaz da corrente no capacitor de grampeamento do lado secundário.

$$I_{Cgp-ef} = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} \sqrt{\sum_{k=0}^4 a_{Cgp(k)} \delta^k} \quad \begin{aligned} a_{Cgp(0)} &= \frac{\pi^4}{3} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{Cgp(1)} &= 0 \\ a_{Cgp(2)} &= -4\pi^2 (q^2 - q) \\ a_{Cgp(3)} &= \frac{8\pi}{3} (3q^2 - q) \\ a_{Cgp(4)} &= -4q^2 \end{aligned} \quad (3.105)$$

$$I_{Cgs-ef} = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p a} \sqrt{\sum_{k=0}^4 a_{Cgs(k)} \delta^k} \quad \begin{aligned} a_{Cgs(0)} &= \frac{\pi^4}{3} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{Cgs(1)} &= 0 \\ a_{Cgs(2)} &= 4\pi^2 (q - 1) \\ a_{Cgs(3)} &= -\frac{8\pi}{3} (q - 3) \\ a_{Cgs(4)} &= -4 \end{aligned} \quad (3.106)$$

Para dimensionamento dos capacitores de grampeamento, além do valor eficaz da corrente que circulará por eles, é necessário também determinar o valor de sua capacitância. O valor dessa propriedade será determinada por dois critérios: 1) valor de pico a pico da ondulação de tensão sobre o capacitor de grampeamento e 2) valor eficaz dessa mesma ondulação. O primeiro critério resultará em uma equação simples, no entanto, limitada para condições específicas enquanto que o segundo critério resultará numa equação válida para todos os casos mas de maior complexidade.

Primeiramente será apresentado a dedução da equação da capacitância usando o critério do valor de pico a pico da ondulação. Essa variação é proporcional a variação da carga no capacitor, conforme apresentado pela equação (3.107).

$$C_{gx} = \frac{\Delta Q_{gx}}{\Delta V_{\%} E_x} \quad (3.107)$$

O valor $\Delta V_{\%}$ é a ondulação de tensão do capacitor em relação a tensão da fonte E_x e ΔQ_{gx} é a variação positiva de carga do capacitor dentro de meio período de chaveamento. A dedução de uma equação genérica para determinação desta variação levando em consideração todas as informações relativas ao ponto de operação do conversor é de difícil obtenção. No entanto, se o ganho estático for considerado unitário, a dedução se torna muito mais simples e a equação resultante ainda será útil para a maioria dos casos haja visto que o conversor apresenta um bom desempenho nesta condição.

A Figura 3.41 ilustra a forma de onda da corrente no capacitor de grampeamento do lado primário para o caso de ganho estático unitário. Observando-a, verifica-se que a corrente no capacitor é positiva entre os ângulos 0 e θ_c , ou seja, neste intervalo há a variação positiva de carga no capacitor durante o primeiro meio ciclo de chaveamento. Para calcular o valor da variação de carga no capacitor entre esses dois instantes basta integrar a corrente nesse intervalo. Como a forma de onda da corrente é triangular, a operação de integração pode ser simplificada para um cálculo de área de um triângulo com base θ_c/ω_s e altura de $i_{p2}(0)$. Como os triângulos ABC e ADE na Figura 3.41 são semelhantes, o valor de θ_c pode ser determinado conforme a equação (3.108).

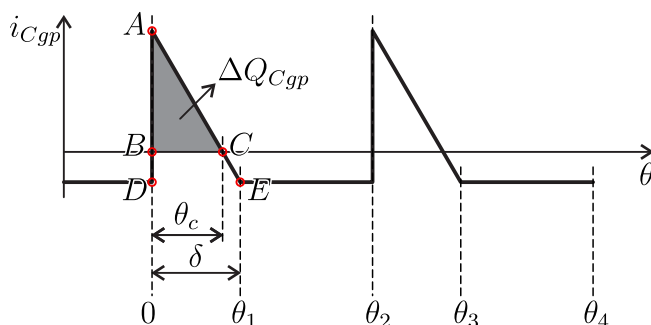


Figura 3.41. Forma de onda da corrente no capacitor C_{gp} com conversor operando com ganho estático unitário.

$$\frac{\overline{AB}}{\overline{BC}} = \frac{\overline{AD}}{\overline{DE}}$$

$$\frac{i_{C_{gp}}(0)}{\theta_c} = \frac{i_{C_{gp}}(0) - i_{C_{gp}}(\delta)}{\delta}$$

$$\theta_c = \frac{i_{C_{gp}}(0)}{i_{C_{gp}}(0) - i_{C_{gp}}(\delta)} \delta \quad (3.108)$$

O cálculo da área do triângulo ABC da Figura 3.41 é realizado conforme a equação (3.109).

$$\Delta Q_{gp} = \frac{\overline{AB} \overline{BC}}{2}$$

$$\Delta Q_{gp} = -\frac{i_{C_{gp}}(0)\theta_c}{2\omega_s} \quad (3.109)$$

Os valores de $i_{C_{gp}}(0)$ e $i_{C_{gp}}(\delta)$ têm o mesmo valor que a corrente no enrolamento p_2 nos respectivos instantes de chaveamento, no entanto, com sinal oposto. Os valores das corrente durante o chaveamento desse enrolamento são obtidos pela equação (C.14) do Apêndice C. Substituindo esses valores e a equação (3.108) em (3.109), obtém-se na equação (3.110) a variação de carga no capacitor de grampeamento do lado primário.

$$\Delta Q_{gp} = \frac{E_p}{32\pi^2\omega_s^2 l_p} (4\pi\delta - 2\delta^2)^2 \quad (3.110)$$

O valor da capacitância do capacitor de grampeamento primário é obtido substituindo a equação (3.110) em (3.107) para o caso de $x = p$. O resultado é apresentado pela equação (3.111).

$$C_{gp} = \frac{(2\pi\delta - \delta^2)^2}{8\pi^2\omega_s^2 l_p \Delta V_{\%}} \quad (3.111)$$

De maneira análoga, o mesmo procedimento pode ser aplicado com relação a capacitância do capacitor de grampeamento secundário. A dedução dessa equação será omitida e apenas o resultado final será apresentado por (3.112).

$$C_{gs} = \frac{(2\pi\delta - \delta^2)^2}{8\pi^2\omega_s^2 l_s \Delta V_{\%}} \quad (3.112)$$

As equações deduzidas são válidas apenas para o caso de ganho estático unitário, no entanto, nem sempre o conversor operará nessa condição. Para esses casos, a capacitância será determinada usando o segundo critério, especificando o valor eficaz da ondulação da tensão sobre o capacitor de grampeamento. O primeiro passo nesta dedução é determinar o conteúdo harmônico da corrente i_{Cgx} .

As componentes harmônicas da corrente no capacitor de grampeamento C_{gp} são calculadas através da equação (3.113).

$$I_{Cgp[n]} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{Cgp} e^{-j\theta n} d\theta \quad (3.113)$$

A corrente nos capacitores de grampeamento é uma composição das correntes nos enrolamentos do transformador dependendo da etapa de operação. A equação (3.114) descreve o valor da corrente i_{Cgp} em função do ângulo θ .

$$i_{Cgp}(\theta) = i_{Cgp}(\theta_{n-1}^+) + \frac{i_{Cgp}(\theta_n^-) - i_{Cgp}(\theta_{n-1}^+)}{\theta_n - \theta_{n-1}} (\theta - \theta_{n-1}) \quad (3.114)$$

tal que $\theta_{n-1} < \theta < \theta_n$

Os valores da corrente no capacitor durante os instantes que ocorrem comutação em função da corrente dos enrolamentos são apresentados pela equação (3.115). Os valores da corrente nos enrolamentos são obtidos a partir das equações (C.13) e (C.14) do Apêndice C.

$$\begin{aligned} i_{Cgp}(\theta_0^+) &= -i_{p2}(\theta_0) & i_{Cgp}(\theta_1^-) &= -i_{p2}(\theta_1) \\ i_{Cgp}(\theta_1^+) &= -i_{p2}(\theta_1) & i_{Cgp}(\theta_2^-) &= -i_{p2}(\theta_2) \\ i_{Cgp}(\theta_2^+) &= i_{p1}(\theta_2) & i_{Cgp}(\theta_3^-) &= i_{p1}(\theta_3) \\ i_{Cgp}(\theta_3^+) &= i_{p1}(\theta_3) & i_{Cgp}(\theta_4^-) &= i_{p1}(\theta_4) \end{aligned} \quad (3.115)$$

Substituindo a equação (3.114) em (3.113) e resolvendo a integral, obtém-se o valor de cada componente harmônica da corrente no capacitor C_{gp} na equação (3.116). A equação (3.117) é obtida empre-

gando o mesmo procedimento, no entanto, com relação ao capacitor C_{gs} .

$$I_{C_{gp}[n]} = \begin{cases} \frac{E_p}{\omega_s l_p} \left\{ \begin{array}{l} \frac{2q}{\pi n^2} (\cos(n\delta) - 1) + \dots \\ \dots + j \left[\frac{q}{\pi n} (2\delta - \pi) + \dots \right] \\ \dots + \frac{1}{n} - \frac{2q}{\pi n^2} \text{sen}(n\delta) \end{array} \right\} & \text{para } n \text{ par} \\ 0 & \text{para } n \text{ impar} \end{cases} \quad (3.116)$$

$$I_{C_{gs}[n]} = \begin{cases} \frac{E_s}{\omega_s l_s} \left\{ \begin{array}{l} -\frac{2}{q\pi n^2} (\cos(n\delta) - 1) + \dots \\ \dots - j \left[\frac{1}{q\pi n} (2\delta - \pi) + \dots \right] \\ \dots + \frac{1}{n} - \frac{2}{q\pi n^2} \text{sen}(n\delta) \end{array} \right\} & \text{para } n \text{ par} \\ 0 & \text{para } n \text{ impar} \end{cases} \quad (3.117)$$

O valor eficaz da tensão sobre o capacitor C_{gp} é obtido através da equação (3.118) e o valor da amplitude de cada componente dessa tensão, $V_{C_{gp}[n]}$, é apresentado na equação (3.119). Substituindo a equação (3.119) em (3.118), obtém-se a equação (3.120).

$$V_{C_{gp}\text{-}ef} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left| \frac{V_{C_{gp}[n]}}{\sqrt{2}} \right|^2} \quad (3.118)$$

$$V_{C_{gp}[n]} = \frac{I_{C_{gp}[n]}}{jn\omega_s C_{gp}} \quad (3.119)$$

$$V_{C_{gp}\text{-}ef} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left| \frac{I_{C_{gp}[n]}}{\sqrt{2}n\omega_s C_{gp}} \right|^2} \quad (3.120)$$

Isolando o termo C_{gp} na equação (3.120), obtém-se o valor da capacitância do capacitor C_{gp} usando o critério da tensão eficaz de sua ondulação conforme apresentado na equação (3.121).

$$C_{gp} = \sqrt{\frac{1}{2\omega_s V_{C_{gp-ef}}} \sum_{n=1}^{\infty} \left| \frac{I_{C_{gp}[n]}}{n} \right|^2} \quad (3.121)$$

O mesmo procedimento é realizado para determinar a capacitância do capacitor de grampeamento do lado secundário. A dedução será omitida e o resultado final é apresentado pela equação (3.122).

$$C_{gs} = \sqrt{\frac{1}{2\omega_s V_{C_{gs-ef}}} \sum_{n=1}^{\infty} \left| \frac{I_{C_{gs}[n]}}{n} \right|^2} \quad (3.122)$$

As expressões (3.111), (3.112), (3.121) e (3.122) são válidas se a indutância parasita e resistência série equivalente do capacitor forem desprezíveis. Caso contrário, a impedância equivalente do capacitor será maior do que o previsto e haverá uma maior queda de tensão. Portanto, de modo a obter a ondulação de tensão igual à especificada, esses elementos devem ser considerados. Para isso, a amplitude de cada componente harmônica da tensão sobre o capacitor deve ser reescrita conforme apresentado na equação (3.123). O termo $Z_{C_{gx}[n]}$, impedância equivalente do capacitor de grampeamento, pode ser obtido graficamente pela característica impedância versus frequência dos catálogos ou calculado através equação (3.124) se a indutância parasita, $L_{C_{gp}}$, e a resistência série equivalente do capacitor, $R_{C_{gp}}$, forem conhecidas.

$$V_{C_{gp}[n]} = Z_{C_{gp}[n]} I_{C_{gp}[n]} \quad (3.123)$$

$$Z_{C_{gp}[n]} = \frac{(1 - n^2 \omega_s^2 L_{C_{gp}} C_{gp}) + j n \omega_s R_{C_{gp}} C_{gp}}{j n \omega_s C_{gp}} \quad (3.124)$$

Substituindo a equação (3.123) em (3.118), obtem-se em (3.125), o valor eficaz da tensão sobre o capacitor C_{gp} levando em consideração seus elementos parasitas. Para determinar se o capacitor é adequado, o resultado dessa equação terá que ser menor que a especificada.

$$V_{C_{gp-ef}} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left| \frac{Z_{C_{gp}[n]} I_{C_{gp}[n]}}{\sqrt{2}} \right|^2} \quad (3.125)$$

3.3.3 Dimensionamento dos Indutores Auxiliares

O valor da indutância dos indutores auxiliares do lado primário do conversor é calculado isolando-a na equação (3.27) conforme apresentado na equação (3.126) e o valor da indutância dos indutores auxiliares do lado secundário é calculado pela equação (3.127).

$$l_p = \frac{E_p^2}{\omega_s P_{nom}} q \frac{\delta(\pi - \delta)}{\pi} \quad (3.126)$$

$$l_s = a^2 l_p \quad (3.127)$$

Além do valor da indutância, o valor máximo da corrente do indutor e o máximo valor eficaz da corrente no indutor devem ser levados em consideração. O valor eficaz da corrente é calculado através da equação (C.19) para o enrolamento do lado primário e pela equação (C.24) para o enrolamento do lado secundário, rerepresentadas nessa subseção pelas equações (3.128) e (3.129), respectivamente.

$$I_{py_ef} = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} \sqrt{\sum_{k=0}^4 a_{py(k)} \delta^k} \quad \begin{aligned} a_{py(0)} &= \frac{\pi^4}{3} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{py(1)} &= 0 \\ a_{py(2)} &= 4\pi^2 (q^2 + q) \\ a_{py(3)} &= -\frac{8\pi}{3} (3q^2 + q) \\ a_{py(4)} &= 4q^2 \end{aligned} \quad (3.128)$$

$$I_{sy_ef} = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p a} \sqrt{\sum_{k=0}^4 a_{sy(k)} \delta^k} \quad \begin{aligned} a_{sy(0)} &= \frac{\pi^4}{3} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{sy(1)} &= 0 \\ a_{sy(2)} &= 4\pi^2 (q + 1) \\ a_{sy(3)} &= -\frac{8\pi}{3} (q + 3) \\ a_{sy(4)} &= 4 \end{aligned} \quad (3.129)$$

O valor máximo da corrente do indutor l_{p1} ocorre no instante θ_1 se o ganho estático for maior que a unidade e θ_2 , caso contrário. Esses valores, válidos para os dois enrolamentos primários, são extraídos da equação (C.13) e apresentados pela equação (3.130). O máximo valor

da corrente i_{s1} e i_{p1} ocorre no mesmo instante, no entanto, o valor máximo da corrente i_{s1} é a vezes menor que i_{p1} conforme apresentado em (3.131).

$$I_{py_max} = \begin{cases} \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} [\pi^2(q-1) + 2\pi(q+1)\delta - 2q\delta^2] & \text{se } q > 1 \\ \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} [\pi^2(1-q) + 4\pi q\delta - 2q\delta^2] & \text{se } q \leq 1 \end{cases} \quad (3.130)$$

$$I_{sy_max} = \begin{cases} \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p a} [\pi^2(q-1) + 2\pi(q+1)\delta - 2q\delta^2] & \text{se } q > 1 \\ \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p a} [\pi^2(1-q) + 4\pi q\delta - 2q\delta^2] & \text{se } q \leq 1 \end{cases} \quad (3.131)$$

A seção transversal da perna central e a área da janela do núcleo do indutor auxiliar l_{p1} são calculados conforme as equações (3.132) e (3.133), respectivamente.

$$N_{lpy} B_{lpy_max} A_{elpy} = l_{py} I_{py_max} \quad (3.132)$$

$$A_{elpy} = \frac{l_{py} I_{py_max}}{N_{lpy} B_{lpy_max}}$$

$$J_{lpy_max} k_{wlp} A_{wlp} = N_{lpy} I_{py_ef} \quad (3.133)$$

$$A_{wlp} = \frac{N_{lpy} I_{py_ef}}{J_{maxlpy} k_{wlp}}$$

O produto de áreas do núcleo dos indutores auxiliares do lado primário é obtido multiplicando as equações (3.132) e (3.133). O resultado é apresentado pela equação (3.134).

$$A_e A_{wlp} = A_{elpy} A_{wlp} \quad (3.134)$$

$$A_e A_{wlp} = \frac{l_{py} I_{py_max} I_{py_ef}}{k_{wlp} J_{lpy_max} B_{lpy_max}}$$

O procedimento para obtenção do produto de áreas do núcleo dos indutores auxiliares do lado secundário é o mesmo, portanto, sua dedução será omitida e apenas o resultado final será apresentado pela equação (3.135).

$$A_e A_{wlsy} = \frac{l_{sy} I_{sy_max} I_{sy_ef}}{k_{wlsy} J_{lsy_max} B_{lsy_max}} \quad (3.135)$$

3.3.4 Dimensionamento do Transformador

A máxima variação de fluxo no núcleo do transformador depende da tensão aplicada sobre seus enrolamentos em um intervalo de meio ciclo de chaveamento conforme apresentado na equação (3.136).

$$\Delta \Phi_{T_max} = \frac{1}{N_{Tx} \omega_s} \int_{\theta_k}^{\theta_k + \pi} v_{PPxy} d\theta \quad (3.136)$$

Como o fluxo é comum a todos os enrolamentos, basta analisar apenas a tensão sobre um enrolamento para determinar sua variação, no caso, a tensão sobre o enrolamento PP_{p1} cujos valores em cada estado topológico são apresentados pela Tabela 24. Além disto, deve-se integrar esta tensão em um intervalo que contemple dois estados topológicos, temporalmente contíguos, cujas parcelas da integral referente a eles contribuam exclusivamente ou positivamente ou negativamente com o resultado final.

Observando a Tabela 24, verifica-se que o sinal da tensão v_{PPp1} define o sinal da integral durante o intervalo do estado topológico e que este muda dependendo do ganho estático. A equação (3.137) apresenta o resultado levando em consideração os dois casos. Verifica-se que dependendo do valor do ganho estático, a maior variação de fluxo ocorrerá para o ângulo δ nulo, portanto, a máxima variação de fluxo é calculada pela equação (3.138).

$$\Delta \Phi_T = \begin{cases} \frac{E_p}{2N_{Tp} \omega_s} [\pi(1+q) - 2q\delta] & \text{se } 0 \leq q < 1 \\ \frac{E_p}{2N_{Tp} \omega_s} [\pi(1+q) - 2\delta] & \text{se } q \geq 1 \end{cases} \quad (3.137)$$

	Estado Topológico (n)			
Grandeza	1	2	3	4
$v_{PP_{p1}(n)}$	$E_p \frac{1-q}{2}$	$E_p \frac{1+q}{2}$	$E_p \frac{q-1}{2}$	$-E_p \frac{1+q}{2a}$
$\Delta t(n)$	$\frac{\delta}{\omega_s}$	$\frac{\pi - \delta}{\omega_s}$	$\frac{\delta}{\omega_s}$	$\frac{\pi - \delta}{\omega_s}$

Tabela 24. Valores da tensão sobre o enrolamento PP_{p1} durante cada estado topológico e sua duração.

$$\Delta\Phi_{T_{max}} = \frac{E_p \pi(1+q)}{2N_{Tp}\omega_s} \quad (3.138)$$

A equação (3.139) relaciona a variação de fluxo, $\Delta\Phi_{T_{max}}$, a variação da densidade de fluxo, $\Delta B_{T_{max}}$, e a área da perna central do núcleo do transformador, A_{eT} .

$$\Delta\Phi_{T_{max}} = \Delta B_{T_{max}} A_{eT} \quad (3.139)$$

Substituindo a equação (3.138) em (3.139) e isolando A_{eT} , obtém-se na equação (3.140) o valor da área da perna central do núcleo.

$$\begin{aligned} \frac{E_p \pi(1+q)}{2N_{Tp}\omega_s} &= \Delta B_{T_{max}} A_{eT} \\ A_{eT} &= \frac{E_p \pi(1+q)}{2N_{Tp}\omega_s \Delta B_{T_{max}}} \end{aligned} \quad (3.140)$$

A área da janela do núcleo do transformador, A_{wT} , é calculada através da equação (3.141). Esta área deve ser extensa o suficiente para comportar os enrolamentos do transformador com a densidade de corrente $J_{T_{max}}$ e fator de acomodação k_{wT} .

$$J_{T_{max}} k_{wT} A_{wT} = N_{Tp} (2I_{py.ef} + 2aI_{sy.ef})$$

$$A_{wT} = \frac{2N_{Tp}(I_{py.ef} + aI_{sy.ef})}{J_{T_{max}} k_{wT}} \quad (3.141)$$

Multiplicando as equações (3.140) e (3.141), obtém-se na equação

(3.142), o produto de áreas do núcleo do transformador, $A_e A_{wT}$.

$$A_e A_{wT} = A_{eT} A_{wT}$$

$$A_e A_{wT} = \frac{E_p \pi (1 + q) (I_{py_ef} + a I_{sy_ef})}{\omega_s k_{wT} J_{T_max} \Delta B_{T_max}} \quad (3.142)$$

3.3.5 Estratégia de Controle do Conversor

A potência processada do conversor é controlada bastando compensar uma das correntes das fontes. Controlando uma dessas correntes, a outra corrente é definida como um resultado dependente da eficiência do conversor e de suas características dinâmicas. Na modelagem dinâmica do conversor, apresentada na subseção 3.2.5, essas grandezas são iguais às componentes de modo comum das correntes nos enrolamentos do transformador, i_{pc0} e i_{sc0} . Os valores dessas componentes são dependentes da frequência de chaveamento, do valor da razão cíclica e do ângulo de defasagem δ , no entanto, seus sentidos de circulação são definidos apenas pelo ângulo δ , portanto, essas correntes serão controladas exclusivamente por esse ângulo.

Além da potência transferida, há a necessidade de controlar outra grandeza do conversor, o valor médio do fluxo no núcleo do transformador. Esse fluxo é o resultado da componente média das correntes nos enrolamentos do transformador, que por sua vez, surgem devido a parâmetros desiguais entre os enrolamentos e diferenças nos sinais de comando dos interruptores. Comumente, em outros conversores, esse problema é solucionado passivamente adicionando um capacitor em série com o enrolamento, bloqueando a componente contínua da corrente. Como esse método não é aplicável ao presente caso, pois a componente média da corrente dos enrolamentos não pode ser desconsiderada em virtude do princípio de operação do conversor, esse problema deve ser resolvido por uma forma ativa.

Conforme citado anteriormente, esse fluxo é uma composição das correntes dos enrolamentos, que por sua vez podem ser representadas em função das componentes de modo comum e diferencial. As componentes de modo comum i_{pc} e i_{sc} produzem fluxo nulo, portanto, o fluxo no transformador é estabelecido apenas pelas componentes de modo di-

ferencial i_{pd} e i_{sd} e para que esse seja nulo, basta que os valores médios destas componentes, i_{pd0} e i_{sd0} , também o sejam. Essas grandezas são controladas através da diferença entre os valores médios da razão cíclica dos interruptores, $\Delta\bar{d}_p$ e $\Delta\bar{d}_s$.

Ambos os sinais influenciam as componentes de modo diferencial das correntes dos enrolamentos dos dois lados, no entanto, $\Delta\bar{d}_p$ tem uma influência maior na componente i_{pd0} em baixa frequências do que $\Delta\bar{d}_s$ e o mesmo ocorre com relação a $\Delta\bar{d}_s$, i_{sd} e $\Delta\bar{d}_p$, respectivamente. Logo, a compensação das componentes i_{pd0} e i_{sd0} serão compensadas separadamente por $\Delta\bar{d}_p$ e $\Delta\bar{d}_s$, respectivamente. Dessa forma, $\Delta\bar{d}_s$ comporta-se como uma perturbação para o sistema de controle da corrente i_{pd} , assim como, $\Delta\bar{d}_p$ comporta-se como uma perturbação para o sistema de controle da corrente i_{sp} .

A Figura 3.42 ilustra a arquitetura de compensação das correntes de modo comum e diferencial dos enrolamentos do transformador. Os controladores das correntes de modo diferencial, C_{ipd0} e C_{isd0} , devem ser projetados de forma a serem capazes de rejeitar essas perturbações. Os blocos F_{ipd0} e F_{isd0} representam os filtros de condicionamento de sinal e *anti-aliasing*.

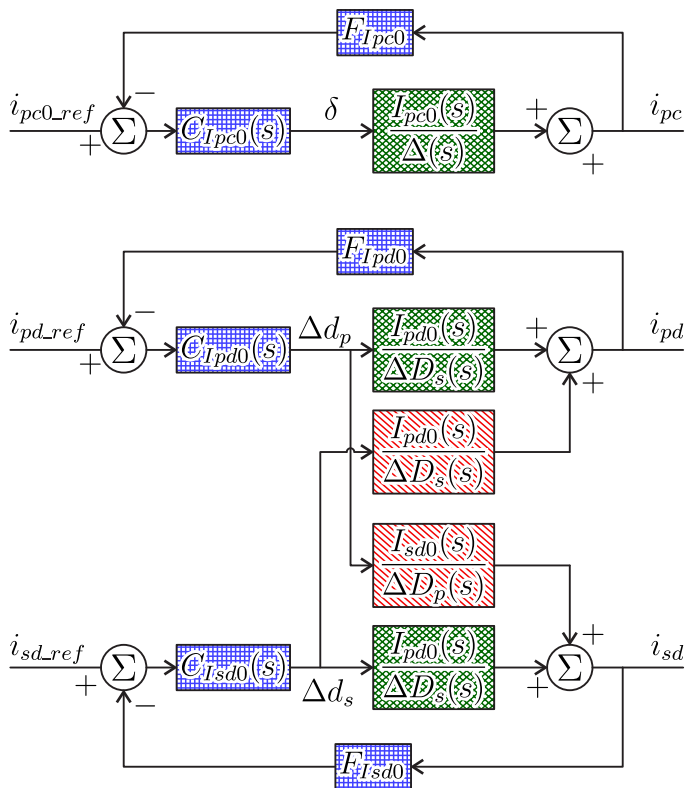


Figura 3.42. Arquitetura de compensação das correntes de modo comum e diferencial dos enrolamentos do transformador.

3.4 Metodologia de Projeto

3.4.1 Ponto de Operação Nominal

O ponto de operação deste conversor será escolhido considerando que a tensão das fontes que este interconecta não varia. Esta presunção restringe o ganho estático do conversor e a relação de espiras do transformador conforme apresentado na equação (3.35), reapresentada nesta seção por (3.143).

$$aq = \frac{E_s}{E_p} \quad (3.143)$$

Na subseção 3.2.3, foi apresentado que o transformador consome potência aparente mínima quando o conversor opera com ganho estático q unitário, portanto, restringindo-o a esse valor, simplifica-se a equação (3.143) e obtém-se a relação de espiras do transformador conforme equação (3.144).

$$a = \frac{E_s}{E_p} \quad (3.144)$$

O ângulo δ controla o fluxo de energia do conversor, portanto, sua resolução influencia diretamente na precisão da potência transferida pelo conversor. De forma geral, quanto maior for o valor nominal deste ângulo, maior será sua resolução. No entanto, a operação com valores elevados de δ não é interessante do ponto de vista da eficiência do conversor pois verifica-se que os esforços de corrente dos componentes do conversor são diretamente proporcionais ao ângulo δ , como pode ser observado nas Figuras C.2 e C.1 do apêndice C.

Além desses dois aspectos, eficiência e resolução, a complexidade do projeto e da implementação da compensação da corrente deve ser levada em consideração. Na Figura 3.13, subseção 3.2.2, foi ilustrado que a característica corrente $\langle i_s \rangle$ versus δ varia de forma muito próxima à linear para valores entre -45° a 45° , ou seja, uma variação do ângulo δ causa a mesma variação em $\langle i_s \rangle$ para todo este intervalo, portanto, um compensador da corrente $\langle i_s \rangle$ usando controle clássico, um proporcional-integral por exemplo, projetado para um certo ângulo dentro deste intervalo poderá apresentar o mesmo desempenho por toda

essa faixa. Logo, nessa metodologia de projeto, a faixa de operação máxima do ângulo δ será restringida entre -45° e 45° e os valores do esforço de corrente dos componentes serão calculados apenas para o pior caso, $\delta = \delta_{nom}$.

3.4.2 Indutores Auxiliares

A equação (3.145) é obtida a partir das equação (3.126) empregando as restrições apresentadas na subseção 3.4.1. A equação (3.146) é apenas a equação (3.127) e reapresentada nesta subseção.

$$l_p = \frac{E_p^2}{\omega_s P_{nom}} \frac{\delta_{nom}(\pi - \delta_{nom})}{\pi} \quad (3.145)$$

$$l_s = a^2 l_p \quad (3.146)$$

Apesar de ter sido considerado nas análises que há quatro indutores auxiliares, este número pode ser reduzido para dois, instalados nos enrolamentos de um mesmo lado do transformador, desde que o valor de suas indutâncias seja dobrado. Além disso, foi considerado que as indutâncias no circuito do conversor são originárias apenas dos indutores auxiliares, no entanto, na prática, há indutâncias parasitas das trilhas da placa de circuito impresso e a indutância de dispersão do transformador que contribuem para a mesma função que os indutores auxiliares. Portanto, é necessário compensar o valor calculado pelas equações (3.145) e (3.146). As indutâncias parasitas da placa de circuito impresso, l_{xy-lo} , devem ser subtraídas individualmente para cada indutor auxiliar. No caso da indutância de dispersão, sua influência pode ser exclusivamente compensada reduzindo o valor da indutância dos indutores auxiliares de um dos lados do transformador ou por todos enrolamentos. Esse balanceamento será definido pelo fator k_x , sendo que a soma de k_p e k_s é igual a unidade. A indutância de dispersão do transformador referenciada ao lado x , $l_{disp(x)}$, é obtida através da medição da impedância da associação série dos enrolamentos do lado x do transformador enquanto que os enrolamentos do outro lado estão curto-circuitados. O valor da indutância de cada enrolamento é calculado através da equação (3.147)

$$l_{xy} = l_x - \frac{l_{disp(x)}}{2} k_x - l_{xy,lo} \quad (3.147)$$

O valor máximo e eficaz da corrente dos enrolamentos, anteriormente calculados pelas equações (3.128) a (3.131), podem ser calculados respectivamente pelas equações (3.148) e (3.149) considerando que o ganho estático é unitário.

$$I_{xy,max} = \frac{E_x}{2\pi\omega_s l_x} (2\pi\delta_{nom} - \delta_{nom}^2) \quad (3.148)$$

$$I_{xy,ef} = \frac{E_x}{2\pi\omega_s l_x} \sqrt{2\pi^2\delta_{nom}^2 - \frac{8\pi}{3}\delta_{nom}^3 + \delta_{nom}^4} \quad (3.149)$$

O produto de áreas do núcleo dos indutores auxiliares é calculado usando a equação (3.150).

$$A_e A_{wly} = \frac{l_{xy} I_{xy,max} I_{xy,ef}}{k_{wly} J_{lxy,max} B_{lxy,max}} \quad (3.150)$$

3.4.3 Transformador

O produto de áreas do núcleo do transformador é determinado para o caso geral pela equação (3.141). Como o ganho estático é restrinvido à unidade, o valor eficaz da corrente nos enrolamentos é *a* vezes o valor eficaz da corrente nos enrolamentos secundários, portanto, a equação (3.141) é simplificada conforme apresentado por (3.151).

$$A_e A_{wT} = \frac{4\pi E_p I_{py,ef}}{\omega_s k_{wT} J_{T,max} \Delta B_{T,max}} \quad (3.151)$$

3.4.4 Capacitores de Grampeamento

Nessa metodologia, será considerado o emprego de capacitores de polipropileno. Como esses capacitores apresentam baixa resistência série equivalente e o conversor opera com ganho estático unitário, apenas o critério de ondulação de tensão precisa ser considerado para determinação de sua capacitância, obtendo assim o menor valor de ca-

capacitância possível. Vale salientar que caso um valor elevado de capacitância for empregado, deverá ser implementado um método de pré-carga destes capacitores a fim de não danificá-los e aos demais componentes durante a inicialização do conversor.

O valor mínimo da capacitância e do valor eficaz da corrente nos capacitores são obtidos, respectivamente, pelas equações (3.152) e (3.153).

$$C_{gx} = \frac{(2\pi\delta_{nom} - \delta_{nom}^2)^2}{8\pi^2\omega_s^2 l_x \Delta V_{\%}} \quad (3.152)$$

$$I_{C_{gx.ef}} = \frac{E_x}{4\pi\omega_s l_x} \sqrt{\frac{16\pi}{3} \delta_{nom}^3 - 4\delta_{nom}^4} \quad (3.153)$$

O valor máximo da tensão sobre o capacitor de grampeamento, desprezando sua ondulação, é calculada pelas equação (3.154).

$$V_{gx.max} = 2E_x \quad (3.154)$$

3.4.5 Interruptores

As equações (3.97) a (3.100) determinam o valor eficaz da corrente nos interruptores para o caso genérico de ganho estático. Com o ganho estático fixado na unidade, essas grandezas são simplificadas conforme apresentado pelas equações (3.155), interruptores principais, e (3.156), interruptores auxiliares.

$$I_{T_{xy.ef}} = \frac{E_x}{4\pi\omega_s l_x} \sqrt{8\pi^2 \delta_{nom}^2 - \frac{40\pi}{3} \delta_{nom}^3 + 6\delta_{nom}^4} \quad (3.155)$$

$$I_{T_{xya.ef}} = \frac{E_x}{4\pi\omega_s l_x} \sqrt{\frac{8\pi}{3} \delta_{nom}^3 - 2\delta_{nom}^4} \quad (3.156)$$

O valor máximo da tensão sobre os interruptores é calculado pelas equações (3.101) a (3.104), rerepresentadas nessa subseção por (3.157) e (3.158).

$$V_{T_{xy.max}} = 2E_x \quad (3.157)$$

$$V_{Txya_max} = 2E_x \quad (3.158)$$

3.4.6 Projeto dos Compensadores de Corrente

Há a necessidade do projeto de três compensadores de corrente para que o conversor opere de forma adequada: dois compensadores para as correntes de modo diferencial, i_{pd0} e i_{sd0} , e um compensador de corrente de modo comum, i_{pc0} ou i_{sc0} . Essas correntes são controladas pelas variáveis Δd_{p0} , Δd_{s0} e δ , respectivamente, conforme apresentado na subseção 3.3.5. A função transferência dessas correntes em função de suas respectivas variáveis de controle são compostas de polinômios de elevada ordem cujos coeficientes são dependentes de vários parâmetros do conversor. Portanto, uma metodologia de projeto de compensadores genérica é de difícil concepção e não será contemplada neste documento. Em contrapartida, será apresentada uma metodologia cujos requisitos de resposta a referência são limitados por características das supracitadas funções transferência, observáveis nos diagramas de bode do exemplo de projeto apresentado no final da subseção 3.2.5, e empregando apenas controladores do tipo proporcional-integral. A escolha desse tipo de compensador se deve a necessidade de erro nulo em regime permanente e por ser de simples implementação. O ajuste dos seus parâmetros são realizados através da abordagem da resposta em frequência.

Iniciando pelo projeto do controlador de corrente de modo comum i_{pc0} . A função transferência de i_{pc0} em função de δ apresenta uma faixa de ganho constante para frequências abaixo de um certo valor, f_{ipc0} , muito semelhante a um filtro passa-baixas. Posicionando a frequência de cruzamento dentro dessa faixa, a margem de fase da malha é definida exclusivamente pelos coeficientes do controlador C_{Ipc0} e do filtro F_{ipc0} cuja frequência de corte é ajustada para valores muito superiores a frequência de corte dessa malha e, portanto, interfere muito pouco no desempenho do controlador, podendo até mesmo ser desprezado. Caso o circuito modulador seja implementado digitalmente, haverá atrasos de transporte que afetam exclusivamente a fase da função transferência em malha aberta (FTMA) do sistema diminuindo sua margem de fase se não for compensado. Normalmente esse atraso é

constante e para considerá-lo basta multiplicar a FTMA por $e^{-s\Delta T_a}$ sendo ΔT_a o valor do atraso de transporte. A função transferência em malha aberta, não compensada e compensada, e do controlador da corrente da corrente i_{pc0} são dadas respectivamente pelas equações (3.159), (3.160) e (3.161).

$$FTMA_{ipc0}(s) = \frac{\Delta I_{pc0}(s)}{\Delta \Delta(s)} F_{ipc0}(s) e^{-s\Delta T_a} \quad (3.159)$$

$$FTMA_{cipc0}(s) = C_{ipc0}(s) \frac{\Delta I_{pc0}(s)}{\Delta \Delta(s)} F_{ipc0}(s) e^{-s\Delta T_a} \quad (3.160)$$

$$C_{ipc0}(s) = K_{Cipc0} \frac{s + Z_{Cipc0}}{s} \quad (3.161)$$

Há dois parâmetros ajustáveis no controlador: o ganho K_{Cipc0} e o zero Z_{Cipc0} . A fase da FTMA é influenciada apenas pelo valor do zero do controlador enquanto que sua magnitude é influenciada tanto por K_{Cipc0} quanto Z_{Cipc0} , portanto, determinando primeiramente o valor do zero permitirá que o ajuste da magnitude seja ajustado exclusivamente através de K_{Cipc0} posteriormente. O zero do controlador é determinado de tal forma que a margem de fase do sistema seja MF_{ipc0} conforme apresentado na equação (3.162) sendo a frequência de cruzamento da FTMA f_{cz_ipc0} .

$$Z_{Cipc0} = \frac{\omega}{\tan \left(MF_{ipc0} + \angle(FTMA_{ipc0}(j\omega)) - \frac{\pi}{2} \right)} \bigg|_{\omega=\omega_{cz_ipc0}} \quad (3.162)$$

Com o valor do zero determinado, basta determinar o valor do ganho K_{Cipc0} conforme apresentado por (3.163) para completar o projeto do controlador da componente de modo comum i_{pc0} .

$$K_{Cipc0} = \frac{1}{|FTMA_{ipc0}(j\omega)|} \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + Z_{Cipc0}^2}} \bigg|_{\omega=\omega_{cz_ipc0}} \quad (3.163)$$

Iniciando agora o projeto do controlador das componentes dife-

renciais. A forma de projetar os compensadores das componentes de modo diferencial i_{pd0} e i_{sd0} escolhida é projetá-los de maneira que as duas malhas operem com dinâmicas iguais mas de forma que a ação de controle de uma componente não influencie consideravelmente no valor da outra.

Sendo o conversor simétrico, considerando relação entre espiras unitária, as funções transferências da componente de modo diferencial i_{pd0} em relação as variáveis de controle Δd_p e Δd_s são respectivamente iguais as funções transferência da componente i_{sd0} em relação a Δd_s e Δd_p e, portanto, nesse caso, as funções transferência dos compensadores terão os mesmos coeficientes considerando que ambas malhas devam apresentar os mesmos requisitos de resposta dinâmica. No caso em que a relação transformação for diferente da unitária, o sinal de erro da componente i_{sd0} deve ser multiplicado por a .

Este projeto será realizado inicialmente considerando que não há acoplamento entre a variável de controle da componente de um lado do transformador com a componente diferencial do outro lado. Observando os diagramas de bode das funções transferência das componentes i_{pd0} e i_{sd0} em função da variação de razão cíclica Δd_p , apresentado na Figura 3.43, percebe-se que essa hipótese pode ser considerada verdadeira para frequências abaixo de certo valor. Portanto, projetando o compensador da componente i_{pd0} de tal forma que a frequência de cruzamento por zero da FTMA da componente i_{pd0} , f_{cz_ipd0} , for escolhida abaixo deste valor, pressupõem-se que a ação de controle da componente i_{pd0} através Δd_p não interferirá com o valor da corrente i_{sd0} .

A função transferência em malha aberta da componente i_{pd0} , $FTMA_{ipd0}$, não compensada e compensada, e de seu controlador, C_{ipd0} , são apresentadas pelas equações (3.164), (3.165) e (3.166), respectivamente. Da mesma forma que no caso do projeto do controlador C_{ipc0} , primeiro será posicionado o zero $Z_{C_{ipd0}}$ e depois será ajustado o ganho $K_{C_{ipd0}}$. Entretanto, deve ser levado em consideração que a planta da componente i_{pd0} em relação a Δd_p tem ganho negativo, portanto, o ganho $K_{C_{ipd0}}$ também deverá ser negativo a fim de que a realimentação do sistema de controle seja negativa. Neste caso, o ganho afeta na fase da FTMA, contudo, sua influência resulta num decréscimo constante na fase com valor de 180° .

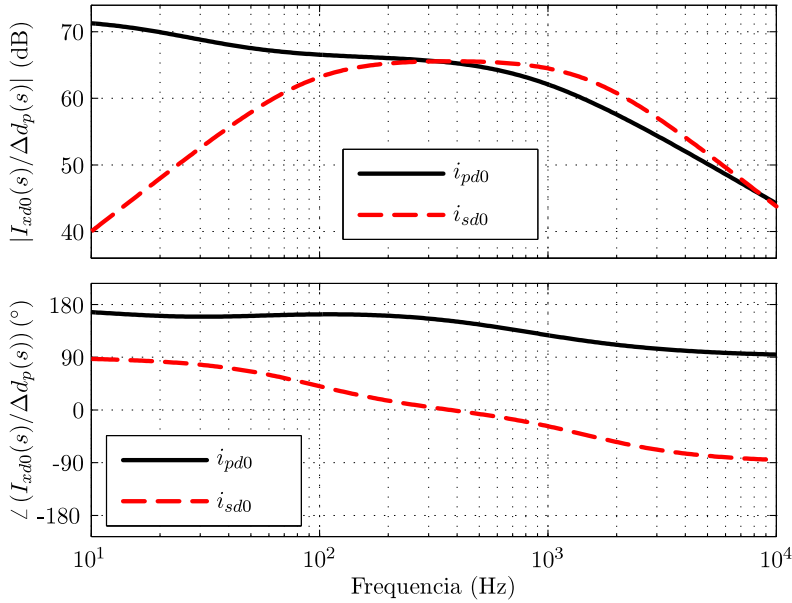


Figura 3.43. Diagrama de bode das componentes i_{pd0} e i_{sd0} em função de Δd_p

$$FTMA_{ipd0}(s) = \frac{I_{pd0}(s)}{\Delta D_p(s)} F_{ipd0}(s) e^{-sT_a} \quad (3.164)$$

$$FTMA_{cipd0}(s) = C_{ipd0}(s) \frac{I_{pd0}(s)}{\Delta D_p(s)} F_{ipd0}(s) e^{-sT_a} \quad (3.165)$$

$$C_{ipd0}(s) = K_{C_{ipd0}} \frac{s + Z_{C_{ipd0}}}{s} \quad (3.166)$$

O zero do controlador $Z_{C_{ipd0}}$ é determinado através da equação (3.167) e o ganho $K_{C_{ipd0}}$ é calculado através da equação (3.168).

$$Z_{C_{ipd0}} = \frac{\omega}{\tan \left(MF_{ipd0} - \angle(FTMA_{ipd0}(j\omega)) + \frac{\pi}{2} \right)} \bigg|_{\omega=\omega_{cz_ipd0}} \quad (3.167)$$

$$K_{Cipd0} = - \frac{1}{|FTMA_{ipd0}(j\omega)|} \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + Z_{Cipd0}^2}} \Bigg|_{\omega=\omega_{cz.ipd0}} \quad (3.168)$$

Conforme comentado anteriormente, os controladores da componente i_{pd0} e i_{sd0} terão os mesmos coeficientes, no entanto, o sinal de erro deve ser multiplicado por a para considerar a relação entre espiras dos enrolamentos primário e secundário do transformador no caso da componente do lado secundário. Isso é equivalente a multiplicar o ganho do controlador pelo mesmo fator.

Depois de concluído o projeto dos controladores, pode-se analisar o diagrama de blocos equivalente do sistema de controle de uma das componentes de modo diferencial em relação a sua referência considerando nula a referência da componente diferencial da corrente do outro lado do transformador a fim de verificar se realmente o acoplamento não tem influência considerável. Este diagrama para o caso referente a componente i_{sd0} é ilustrado pela Figura 3.44. Percebe-se que a componente i_{sd0} é composta por duas parcelas devido à Δd_s : uma parcela direta e uma parcela indireta, decorrente dos acoplamentos entre i_{pd0} e Δd_s e entre i_{sd0} e Δd_p . A influência do acoplamento pode ser desconsiderada se a magnitude da parcela indireta for muito menor que a parcela direta. Caso isso não ocorra, o controlador deverá ser reprojeto reduzindo a frequência de cruzamento da FTMA até que esta relação seja satisfeita.

As equações (3.169) e (3.170) apresentam as funções transferências referentes as parcelas indiretas da corrente i_{pd0} em relação a Δd_p e de i_{sd0} em relação a Δd_s , respectivamente. O sobrescrito ' diferencia essa função com relação a parcela direta.

$$\frac{\Delta I_{pd0(s)}'}{\Delta D_{p(s)}} = - \frac{\Delta I_{sd0(s)}}{\Delta D_{p(s)}} \frac{F_{isd0(s)} C_{isd0(s)}}{1 + F_{isd0(s)} C_{isd0(s)} \frac{\Delta I_{sd0(s)}}{\Delta D_{s(s)}}} \frac{\Delta I_{sd0(s)}}{\Delta D_{p(s)}} \quad (3.169)$$

Grandeza	Símbolo	Valor
Tensão da Fonte do Lado Primário	E_p	14 [V]
Tensão da Fonte do Lado Secundário	E_s	42 [V]
Potência Nominal	P_{nom}	652,2 [W]
Frequência de chaveamento	f_s	50 [kHz]
Ondulação de tensão nos capacitores de grampeamento	$\Delta V_{gx\%}$	6 [%]
Densidade de corrente nos indutores auxiliares	J_{lxy_max}	300 [A]
Densidade de fluxo no núcleo dos indutores auxiliares	B_{lxy_max}	0,2 [T]
Coefficiente de acomodação do enrolamento dos indutores auxiliares	k_{wlxy}	0,6
Densidade de corrente nos enrolamentos do transformador	J_{T_max}	400 [A]
Variação de Densidade de fluxo no núcleo do Transformador	ΔB_{T_max}	0,1 [T]
Coefficiente de acomodação dos enrolamentos do transformador	k_{wT}	0,55

Tabela 25. Especificação do conversor usadas no exemplo de projeto.

3.5.1 Dimensionamento do Estágio de Potência do Conversor

Inicialmente, será determinada a relação de transformação do transformador e os valores da indutância dos indutores auxiliares. Em seguida serão calculados os esforços de corrente nos enrolamentos, o produto de áreas do núcleo dos indutores auxiliares e do transformador. Por fim, serão obtidas as especificações mínimas dos capacitores de grampeamento e dos semicondutores.

Os valores de a e l_p são obtidos pelas equações (3.144) e (3.145), respectivamente. O resultados são apresentados nas equações (3.171) e (3.172).

$$a = \frac{E_s}{E_p} = \frac{42}{14} = 3 \quad (3.171)$$

$$l_p = \frac{E_p^2}{\omega_s P_{nom}} \frac{\delta_{nom}(\pi - \delta_{nom})}{\pi}$$

$$l_p = \frac{14^2}{2\pi 50k652,2} \frac{0,489(\pi - 0,489)}{\pi} = 394,78 \text{ [nH]} \quad (3.172)$$

Com l_p e a determinados, pode-se agora calcular o valor da indutância dos indutores auxiliares do lado secundário, substituindo esses valores na equação (3.146), conforme apresentado em (3.173).

$$l_s = a^2 l_p = 3^2 394,78n = 3,55 \text{ [\mu H]} \quad (3.173)$$

Para construção desses indutores auxiliares, é necessário o conhecimento do valor eficaz e o máximo valor da corrente que circula por estes componentes. Para calculá-los, substitui-se as equações (3.172) e (3.173) nas equações (3.148) e (3.149). Os esforços relativos ao indutor auxiliar primário são apresentados pelas equações (3.174) e (3.175) e os referentes aos indutores auxiliares do lado secundário pelas equações (3.176) e (3.177).

$$I_{py_max} = \frac{E_p}{2\pi\omega_s l_p} (2\pi\delta_{nom} - \delta_{nom}^2)$$

$$I_{py_max} = \frac{14}{2\pi 2\pi 50k394,78n} (2\pi 0,489 - 0,489^2) = 50,87 \text{ [A]} \quad (3.174)$$

$$I_{py_ef} = \frac{E_p}{2\pi\omega_s l_p} \sqrt{2\pi^2 \delta_{nom}^2 - \frac{8\pi}{3} \delta_{nom}^3 + \delta_{nom}^4}$$

$$I_{py_ef} = \frac{14}{2\pi 2\pi 50.10^3 429,3.10^{-9}} \sqrt{2\pi^2 0,489^2 - \frac{8\pi}{3} 0,489^3 + 0,489^4}$$

$$I_{py_ef} = 34,99 \text{ [A]} \quad (3.175)$$

$$I_{sy_max} = \frac{E_s}{2\pi\omega_s l_s} (2\pi\delta_{nom} - \delta_{nom}^2)$$

$$I_{sy_max} = \frac{42}{2\pi 2\pi 50.10^3 3,55.10^{-6}} (2\pi 0,489 - 0,489^2) = 16,96 \text{ [A]} \quad (3.176)$$

$$I_{sy_ef} = \frac{E_s}{2\pi\omega_s l_s} \sqrt{2\pi^2 \delta_{nom}^2 - \frac{8\pi}{3} \delta_{nom}^3 + \delta_{nom}^4}$$

$$I_{sy_ef} = \frac{42}{2\pi 2\pi 50.10^3 3,55.10^{-6}} \sqrt{2\pi^2 0,489^2 - \frac{8\pi}{3} 0,489^3 + 0,489^4}$$

$$I_{sy_ef} = 11,66 \text{ [A]} \quad (3.177)$$

O produto de áreas do núcleo dos indutores auxiliares é determinado substituindo as equações (3.172), (3.174) e (3.175) para o caso dos indutores do lado primário e as equações (3.173), (3.176) e (3.177) para o caso dos indutores do lado secundário, na equação (3.150). Os resultados são apresentados pelas equações (3.178), indutor do lado primário, e (3.179), indutor do lado secundário.

$$A_e A_{wlp} = \frac{l_{py} I_{py_max} I_{py_ef}}{k_{wlp} J_{lpy_max} B_{lpy_max}}$$

$$A_e A_{wlp} = \frac{429,3.10^{-9} 50,87.34,99}{0,6.300.0,2} = 0,217 \text{ [cm}^4\text{]} \quad (3.178)$$

$$A_e A_{wls} = \frac{l_{sy} I_{sy_max} I_{sy_ef}}{k_{wls} J_{lsy_max} B_{lsy_max}}$$

$$A_e A_{wls} = \frac{3,55.10^{-6} 16,96.11,66}{0,6.300.0,2} = 0,217 \text{ [cm}^4\text{]} \quad (3.179)$$

O produto de áreas do núcleo do transformador é obtido substituindo a equação (3.175) em (3.151). O resultado é apresentado pela equação (3.180).

$$A_e A_{wT} = \frac{4\pi E_p I_{py_ef}}{\omega_s k_{wT} J_{T_max} \Delta B_{T_max}}$$

$$A_e A_{wT} = \frac{4\pi 14.34,99}{2\pi 50.10^3 0,55.400.0,1} = 8,91 \text{ [cm}^4\text{]}, \quad (3.180)$$

Os capacitores a serem empregados nesse exemplo de projeto são de polipropileno cuja resistência série equivalente é de valor muito pequeno, portanto, justifica-se o emprego do critério de ondulação de tensão para determinar sua capacitância. O valor mínimo de capacitância desses capacitores é calculado pela equação (3.152). Os re-

sultados são apresentados pelas equações (3.181), capacitor do lado primário, e (3.182), capacitor do lado secundário.

$$C_{gp} = \frac{(2\pi\delta_{nom} - \delta_{nom})^2}{8\pi^2\omega_s^2 l_p \Delta V_{\%}}$$

$$C_{gp} = \frac{(2\pi 0,489 - 0,489)^2}{8\pi^2(2\pi 50.10^3)^2 429,3.10^{-9} 0,06} = 40 \text{ } [\mu\text{F}] \quad (3.181)$$

$$C_{gs} = \frac{(2\pi\delta_{nom} - \delta_{nom})^2}{8\pi^2\omega_s^2 l_s \Delta V_{\%}}$$

$$C_{gs} = \frac{(2\pi 0,489 - 0,489)^2}{8\pi^2(2\pi 50.10^{30})^2 3,864.10^{-6} 0,06} = 4,44 \text{ } [\mu\text{F}] \quad (3.182)$$

O valor eficaz da corrente nesses capacitores é calculado pela equação (3.153). O valor eficaz da corrente no capacitor de grampeamento primário é apresentado por (3.183) e do capacitor de grampeamento do lado secundário por (3.184).

$$I_{C_{gp-ef}} = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} \sqrt{\frac{16\pi}{3} \delta_{nom}^3 - 4\delta_{nom}^4}$$

$$I_{C_{gp-ef}} = \frac{14}{4\pi 2\pi 50.10^3 429,3.10^{-9}} \sqrt{\frac{16\pi}{3} 0,489^3 - 4.0,489^4}$$

$$I_{C_{gp-ef}} = 11,81 \text{ } [\text{A}] \quad (3.183)$$

$$I_{C_{gs-ef}} = \frac{E_s}{4\pi\omega_s l_s} \sqrt{\frac{16\pi}{3} \delta_{nom}^3 - 4\delta_{nom}^4}$$

$$I_{C_{gs-ef}} = \frac{42}{4\pi 2\pi 50.10^3 3,864\mu} \sqrt{\frac{16\pi}{3} 0,489^3 - 4.0,489^4}$$

$$I_{C_{gs-ef}} = 3,94 \text{ } [\text{A}] \quad (3.184)$$

O valor mínimo da tensão que esses capacitores devem suportar é calculado pela equação (3.154). Esses valores são apresentados pelas equações (3.185) e (3.186).

$$V_{gp_max} = 2E_p = 2.14 = 28 \text{ [V]} \quad (3.185)$$

$$V_{gs_max} = 2E_s = 2.42 = 84 \text{ [V]} \quad (3.186)$$

Os valores eficazes da corrente nos interruptores principais do lado primário e do lado secundário são calculados empregando a equação (3.155) e os resultados são apresentados por (3.187) e (3.188), respectivamente.

$$I_{Tpy_ef} = \frac{E_p}{4\pi\omega_s I_p} \sqrt{8\pi^2 \delta_{nom}^2 - \frac{40\pi}{3} \delta_{nom}^3 + 6\delta_{nom}^4}$$

$$I_{Tpy_ef} = \frac{14}{4\pi 2\pi 50.10^3 429,3 \cdot 10^{-9}} \sqrt{8\pi^2 0,489^2 - \frac{40\pi}{3} 0,489^3 + 6 \cdot 0,489^4}$$

$$I_{Tpy_ef} = 33,98 \text{ [A]} \quad (3.187)$$

$$I_{Tsy_ef} = \frac{E_s}{4\pi\omega_s I_s} \sqrt{8\pi^2 \delta_{nom}^2 - \frac{40\pi}{3} \delta_{nom}^3 + 6\delta_{nom}^4}$$

$$I_{Tsy_ef} = \frac{42}{4\pi 2\pi 50k3,864\mu} \sqrt{8\pi^2 0,489^2 - \frac{40\pi}{3} 0,489^3 + 6 \cdot 0,489^4}$$

$$I_{Tsy_ef} = 11,33 \text{ [A]} \quad (3.188)$$

O mínimo valor que os interruptores devem suportar são calculados pela equação (3.157). Os resultados para este projeto são apresentados pelas equações (3.189) e (3.190).

$$V_{Tpy_max} = 2E_p = 2.14 = 28 \text{ [V]} \quad (3.189)$$

$$V_{Tsy_max} = 2E_s = 2.42 = 84 \text{ [V]} \quad (3.190)$$

O valor eficaz da corrente nos interruptores auxiliares é calculado através da equação (3.156). O resultado é apresentado por (3.191) para o caso dos interruptores do lado primário e por (3.192) para o caso dos interruptores do lado secundário.

$$\begin{aligned}
I_{Tpya.ef} &= \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} \sqrt{\frac{8\pi}{3} \delta_{nom}^3 - 2\delta_{nom}^4} \\
I_{Tpya.ef} &= \frac{14}{4\pi 2\pi 50.10^3 429,3.10^{-9}} \sqrt{\frac{8\pi}{3} .0,489^3 - 2.0,489^4} \\
I_{Tpya.ef} &= 8,35 \text{ [A]}
\end{aligned} \tag{3.191}$$

$$\begin{aligned}
I_{Tsy a.ef} &= \frac{E_s}{4\pi\omega_s l_s} \sqrt{\frac{8\pi}{3} \delta_{nom}^3 - 2\delta_{nom}^4} \\
I_{Tsy a.ef} &= \frac{42}{4\pi 2\pi 50.10^3 3,864\mu} \sqrt{\frac{8\pi}{3} .0,489^3 - 2.0,489^4} \\
I_{Tsy a.ef} &= 2,78 \text{ [A]}
\end{aligned} \tag{3.192}$$

O máximo valor de tensão sobre os interruptores auxiliares do lado primário e secundário é calculados pela equação (3.158). Esse valor com relação aos interruptores do lado primário são apresentados pela equação (3.193) e o referente aos do lado secundário por (3.194).

$$V_{Tpya.max} = 2E_p = 2.14 = 28 \text{ [V]} \tag{3.193}$$

$$V_{Tsy a.max} = 2E_s = 2.42 = 84 \text{ [V]} \tag{3.194}$$

3.5.2 Dimensionamento dos Compensadores de Corrente

Antes de começar o projeto dos controladores, há a necessidade de especificar um filtro a ser empregado no circuito de condicionamento. Suas funções são reduzir o ruído devido ao chaveamento, eliminar as componentes alternadas dos sinais e de filtro *anti-aliasing*. Será empregado um filtro passa baixa de segunda ordem com coeficiente de amortecimento de 0,7 e com frequência de corte ajustada de tal forma que a amplitude da componente alternada de menor frequência seja reduzida a um centésimo de seu valor original. Sendo a frequência de chaveamento de 50 [kHz], a componente alternada das correntes de modo diferencial com menor frequência são posicionadas nesta mesma frequência. Para que essa componente seja reduzida a um centésimo de

seu valor na entrada da filtro, a frequência de corte deve ser ajustada uma década abaixo, ou seja, 5 [kHz]. A equação (3.195) apresenta a função transferência do filtro passa-baixa especificado neste parágrafo.

$$F_{ipc0}(s) = \frac{\omega_f^2}{s^2 + 2\xi\omega_f s + \omega_f^2} \quad \left| \begin{array}{l} \omega_f = 2\pi 5000 \text{ [rad/s]} \\ \xi = 0,7 \end{array} \right. \quad (3.195)$$

Iniciando pelo projeto do controlador da corrente i_{pc0} . As especificações de requisitos da resposta em frequência neste caso são frequência de cruzamento por zero de 2,5 [kHz] e margem de fase de 70 [°]. O diagrama de bode da função transferência em malha aberta da componente i_{pc0} é ilustrado pela Figura 3.45.

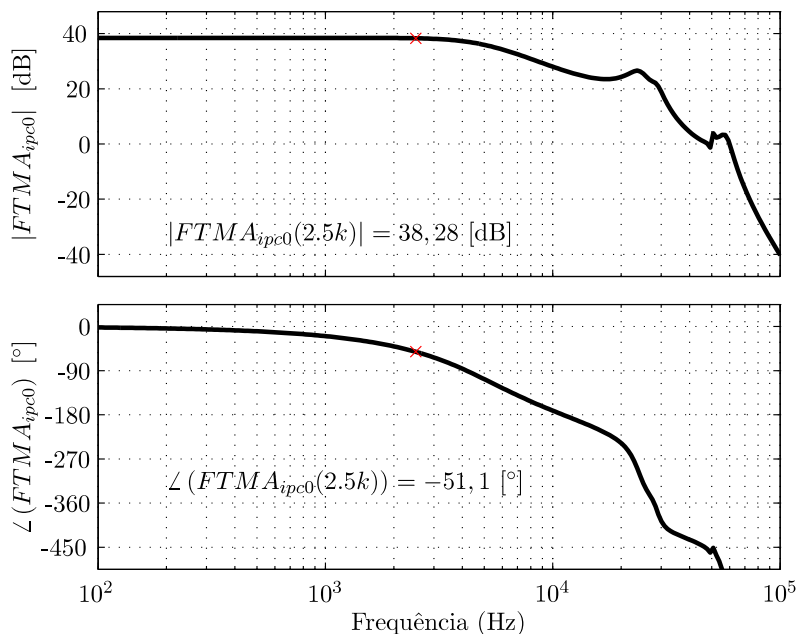


Figura 3.45. Diagrama de bode da FTMA não compensada da componente i_{ipc0} em função de δ .

Por este gráfico, verifica-se que o ganho e a fase da FTMA na

frequência de cruzamento por 0 [dB] especificada são iguais a 38,28 [dB] e a -51,1 [°]. Substituindo esses valores na equação (3.162) assim como o valor da margem de fase especificada, obtém-se o valor do zero do controlador C_{ipc0} , conforme apresentado por (3.196).

$$Z_{Cipc0} = \frac{\omega}{\tan \left(MF_{ipc0} + \angle(FTMA_{ipc0}(j\omega)) - \frac{\pi}{2} \right)} \bigg|_{\omega=\omega_{cz-ipc0}}$$

$$Z_{Cipc0} = \frac{2\pi 2,5k}{\tan(70 + 51,1 - 90)}$$

$$Z_{Cipc0} = 2\pi 4,144 \text{ [krad/s]} \quad (3.196)$$

O ganho do controlador é determinado substituindo os valores da frequência de cruzamento por zero e do zero do controlador na equação (3.163). O resultado é apresentado por (3.197).

$$K_{Cipc0} = \frac{1}{|FTMA_{ipc0}(j\omega)|} \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + Z_{Cipc0}^2}} \bigg|_{\omega=\omega_{cz-ipc0}}$$

$$K_{Cipc0} = \frac{1}{\left| 10^{\frac{38,28}{20}} \right|} \frac{2\pi 2,5k}{\sqrt{(2\pi 2,5k)^2 + (2\pi 4,144k)^2}}$$

$$K_{Cipc0} = 6,297 \cdot 10^{-3} \quad (3.197)$$

A função transferência do controlador da componente i_{pc0} é apresentado pela equação (3.198) e o diagrama da FTMA compensada é ilustrado pela Figura 3.46.

$$C_{ipc0}(s) = 6,297 \cdot 10^{-3} \frac{s + 2\pi 4144}{s} \quad (3.198)$$

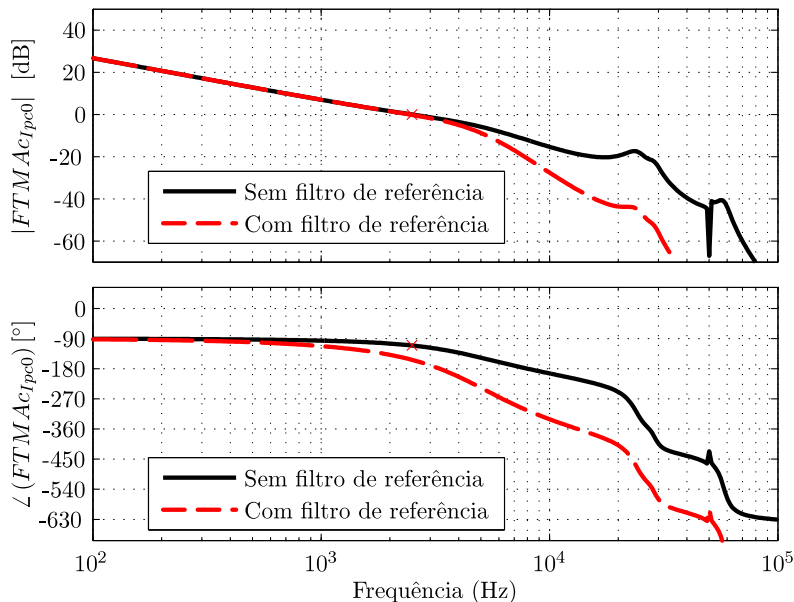


Figura 3.46. FTMA da componente i_{ipc0} .

O projeto do controlador das componentes de modo diferencial das correntes será executado a partir deste ponto. Na Figura 3.47, são apresentados os diagramas da magnitude das funções transferência das componentes i_{pd0} e i_{sd0} em função da variável Δd_p . Observa-se que para frequências inferiores a 100 Hz, a influência de Δd_p é menor na componente i_{sd0} do que em i_{pd0} , portanto, este valor será o escolhido como a frequência de cruzamento de 0 [dB] da malha de controle de i_{pd0} . A margem de fase será especificada com o valor de 70 [°].

O diagrama de bode da FTMA da componente i_{pd0} é ilustrado pela Figura 3.48. Na frequência de cruzamento por zero [dB] especificada, o ganho da função é de 72,81 [dB] e a fase é de 158,7 [°].

O zero do controlador é ajustado através da equação (3.167) substituindo a fase da FTMA não-compensada na frequência de cruzamento por 0 [dB] e os requisitos de resposta em frequência especificados. Seu valor é apresentado por (3.199).

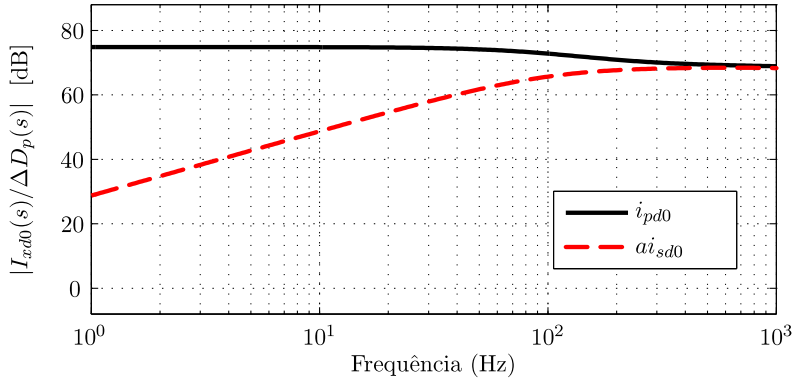


Figura 3.47. Diagrama de magnitude das funções transferências da componente i_{pd0} e i_{sd0} em função de Δd_p .

$$Z_{C_{ipd0}} = \frac{\omega}{\tan \left(MF_{ipd0} - \angle(FTMA_{ipd0}(j\omega)) + \frac{\pi}{2} \right)} \bigg|_{\omega=\omega_{cz_ipd0}}$$

$$Z_{C_{ipd0}} = \frac{2\pi 100}{\tan(70 - \angle(158, 7) + 90)}$$

$$Z_{C_{ipd0}} = 2\pi 4,407 \text{ [krad/s]} \quad (3.199)$$

O ganho do controlador é obtido substituindo o valor de seu zero e da magnitude da FTMA não-compensada na frequência de cruzamento por zero na equação (3.168). Seu valor é apresentado em (3.200).

$$K_{C_{ipd0}} = - \frac{1}{|FTMA_{ipd0}(j\omega)|} \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + Z_{C_{ipd0}}^2}} \bigg|_{\omega=\omega_{cz_ipd0}}$$

$$K_{C_{ipd0}} = - \frac{1}{10^{\frac{78,81}{20}}} \frac{2\pi 100}{\sqrt{(2\pi 100)^2 + (2\pi 4407)^2}}$$

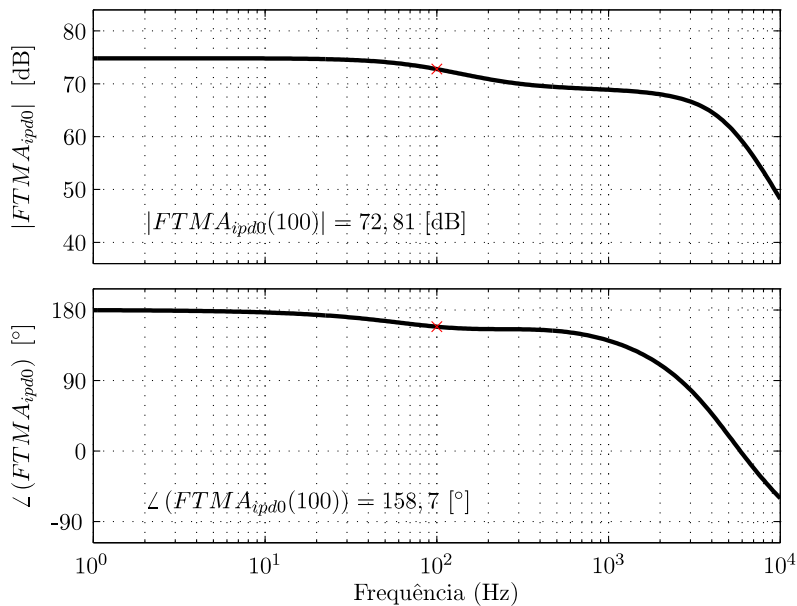


Figura 3.48. Diagrama de bode da FTMA da corrente i_{pd0} em função de Δdp .

$$K_{C_{ipd0}} = -5,191 \cdot 10^{-6} \quad (3.200)$$

O controlador da componente i_{sd0} é igual ao controlador C_{ipd0} a não ser do ganho ser três vezes o valor $K_{C_{ipd0}}$. As funções transferências dos controladores das componentes i_{pd0} e i_{sd0} são apresentadas, respectivamente, pelas equações (3.201) e (3.202).

$$C_{ipd0}(s) = -5,191 \cdot 10^{-6} \frac{s + 2\pi 4407}{s} \quad (3.201)$$

$$C_{isd0}(s) = -15,573 \cdot 10^{-6} \frac{s + 2\pi 4407}{s} \quad (3.202)$$

O diagrama de bode da FTMA compensada da componente i_{pd0} é ilustrado pela Figura 3.49. Percebe-se que os requisitos de resposta em frequência foram alcançados.

A Figura 3.50 ilustra o diagrama de magnitude das parcelas di-

reta e indireta da função transferência da componente i_{pd0} em função de Δd_p . Verifica-se que a influência da parcela direta é maior que a parcela indireta conforme pressuposto na metodologia de projeto, no entanto, a relação não é suficientemente elevada para desconsiderá-la a priori. De modo a verificar o impacto dessa parcela no sistema de controle projetado, o diagrama de bode da FTMA compensada com apenas a parcela direta, $FTMA_{c_{ipd0}}$, será comparada ao diagrama de bode da FTMA compensada equivalente, $FTMA_{c_{ipd0_eq}}$, isto é, considerando a parcela direta e indireta. Tal comparação é ilustrada pela Figura 3.51. Observando-a, percebe-se que a frequência que ocorre o cruzamento por ganho de 0 [dB] é muito próxima à especificada mas a margem de fase é um pouco menor que a especificada, no entanto, ainda com valor considerável, indicando um sistema estável.

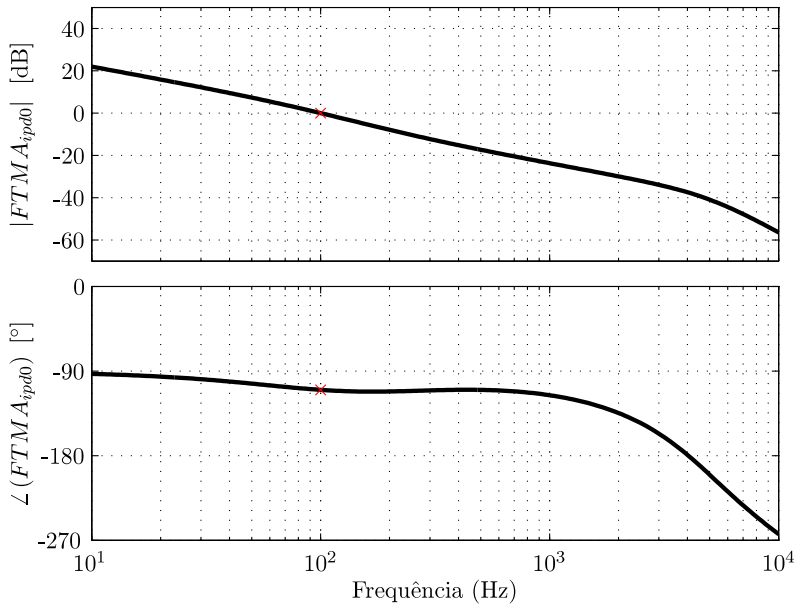


Figura 3.49. Diagrama de bode da FTMA compensada da componente i_{pd0} .

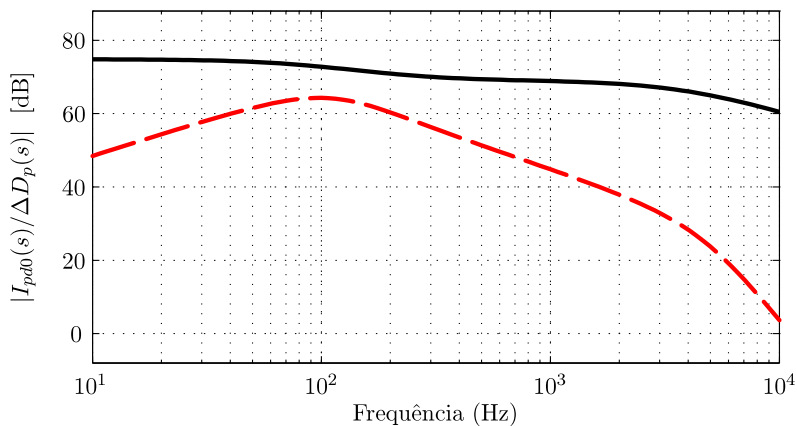


Figura 3.50. Comparação entre os diagramas de magnitude das parcelas da função transferência de i_{pd0} em função de Δd_p .

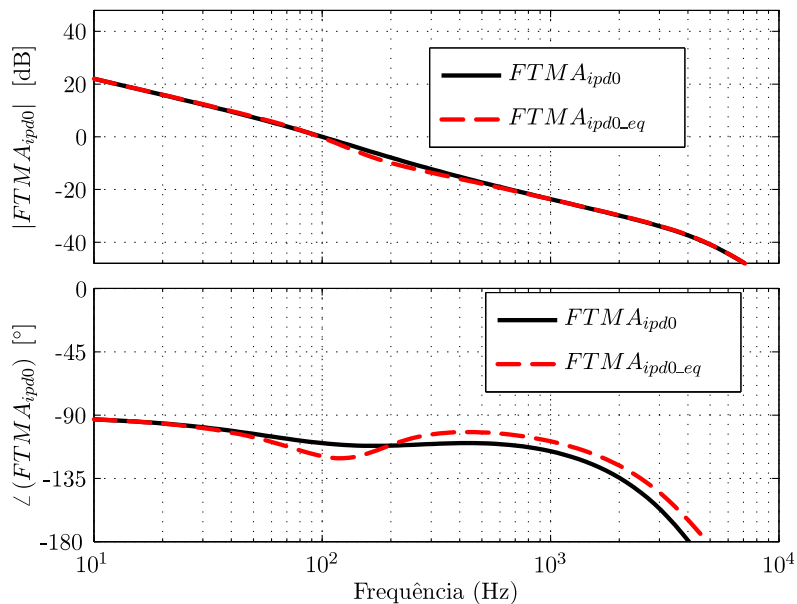


Figura 3.51. Comparação entre as FTMA compensadas de i_{pd0} com e sem consideração do acoplamento.

3.5.3 Validação do Projeto

Nessa subseção serão apresentados resultados obtidos por meio de simulação numérica do conversor projetado, tanto em regime permanente quanto transitório, a fim de validar o cálculo dos esforços dos componentes e da estabilidade do sistema de controle projetado com relação a seguimento à referência e a rejeição à perturbação.

As figuras 3.52 e 3.53 ilustram respectivamente o diagrama do circuito de potência do conversor com as indicações das principais grandezas e o diagrama de blocos do controle destas grandezas.

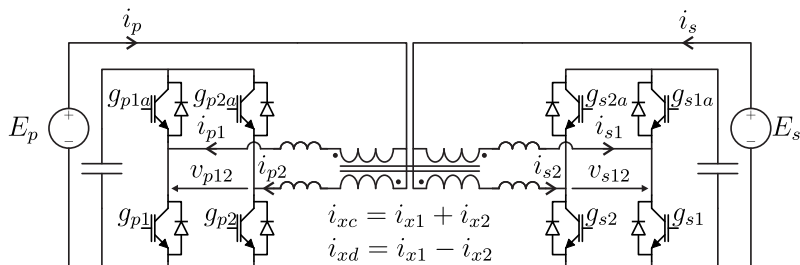


Figura 3.52. Diagrama do circuito de potência com indicação das grandezas principais e suas polaridades.

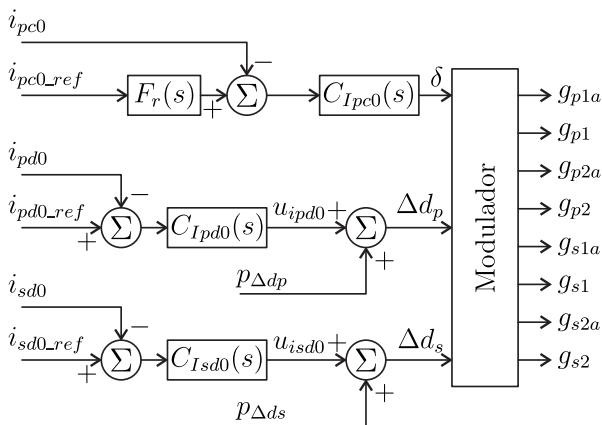


Figura 3.53. Diagrama de blocos do sistema de controle das correntes de modo comum e diferencial incluindo as perturbações Δd_p e Δd_s .

A Tabela 26 apresenta os valores dos esforços nos componentes do conversor obtidos analiticamente e por meio de simulação. A simulação foi realizada com indutância própria dos enrolamentos do transformador ajustada para 10 vezes o valor da indutância do indutor auxiliar e com resistência dos enrolamentos de 10 [mΩ] para os enrolamentos do lado primário e 90 [mΩ] do lado secundário.

Grandeza	Resultado		erro [%]
	Analítico	Simulação	
$\langle i_p \rangle$ [A]	46,59	46,73	-
$\langle i_s \rangle$ [A]	15,53	15,46	-
$I_{Cgp.ef}$ [A]	11,81	13,26	-10,9
ΔV_{Cgp} [V]	0,84	1,05	-20,0
$I_{Cgs.ef}$ [A]	3,94	4,62	-14,7
ΔV_{Cgs} [V]	2,52	3,27	-22,9
$I_{Tp1.ef}$ [A]	33,98	34,21	-0,7
$I_{Tp1a.ef}$ [A]	8,35	9,38	-11,0
$I_{Ts1.ef}$ [A]	11,33	11,34	-0,1
$I_{Ts1a.ef}$ [A]	2,78	3,27	-15,0
$I_{p1.ef}$ [A]	34,99	35,47	-1,4
$I_{s1.ef}$ [A]	11,66	11,80	-1,2

Tabela 26. Comparação entre os esforços obtidos de forma analítica e por meio de simulação.

Verifica-se que há uma discrepância considerável entre esses valores, principalmente nos valores das ondulações de tensão dos capacitores. Nas deduções das equações dos esforços, foi considerado que a ondulação de tensão nos capacitores seria tão pequena a ponto de poder ser desprezada, no entanto, não foi especificado qual seria esse valor. No projeto deste exemplo, foi considerado uma ondulação de tensão de 6 [%] e percebe-se que esse deveria ser menor para se ter uma melhor precisão do dimensionamento do conversor. Todavia, para uma ondulação menor, seria necessário um capacitor com capacitância maior, o que implicaria numa frequência de ressonância menor na função transferência das correntes de modo comum com relação ao ângulo δ , restringindo assim a largura de banda da malha de controle destas correntes. Além disso, a indutância de magnetização do transformador foi considerada muito elevada, no entanto, na prática, seu valor será algumas vezes maior que o valor da indutância do indutor auxiliar. Logo, haverá uma

corrente de magnetização que circulará pelos componentes do conversor, incrementando seus esforços de corrente.

A Figura 3.54 apresenta a forma de onda da resposta da corrente i_{pc0} com relação ao degrau de pequena amplitude em sua referência. Percebe-se que o erro em regime é nulo e que apresenta reduzido sobressinal, tanto na corrente quanto no ângulo δ , conforme esperado baseado nas especificações dos requisitos de resposta do projeto dos compensadores. Entretanto, há um atraso adicional entre os sinais da resposta com relação ao sinal de referência devido ao filtro de referência de segunda ordem sintonizado com frequência de corte de 5 [kHz] e coeficiente de amortecimento de 0,7.

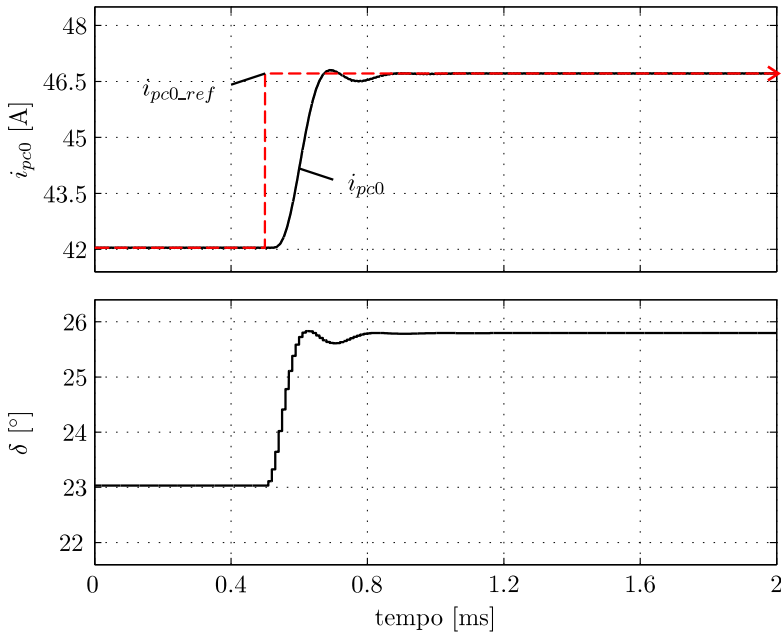


Figura 3.54. Formas de onda da resposta da componente i_{pc0} e do ângulo δ ao degrau no sinal de referência i_{pc0_ref} .

A Figura 3.55 ilustra a resposta da corrente i_{pc0} com relação à inversão da polaridade da referência. Verifica-se que a performance da resposta é muito semelhante ao caso anterior cuja variação da referência era de apenas 10 [%]. Portanto, apesar de a função transferência da

componente i_{pc0} em relação ao ângulo δ ser dependente do ponto de operação do conversor, esta variação é desprezível, pelo menos para a faixa testada.

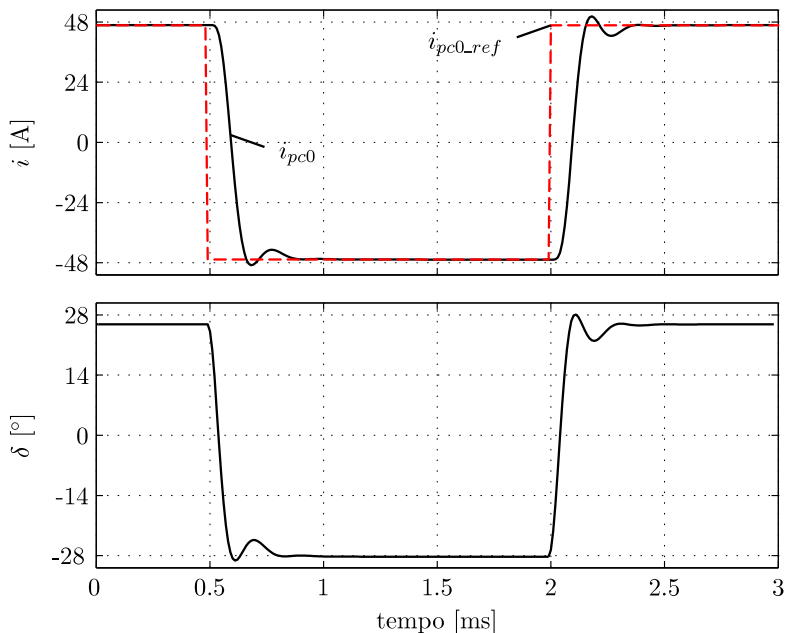


Figura 3.55. Formas de onda da resposta da componente i_{pc0} e do ângulo δ à inversão de polaridade da referência de corrente i_{pc0_ref} .

Na Figura 3.56, são apresentadas as formas de onda das respostas das componentes de modo diferencial da corrente do conversor na ocorrência de perturbação da razão cíclica Δd_p e Δd_s . Observa-se que a perturbação ocorrida na razão cíclica do lado primário causa erro em ambas componentes de modo diferencial, no entanto, sua influência é menor na componente referente ao lado secundário do que no lado primário do transformador. O mesmo fenômeno é observado com relação a perturbação $p_{\Delta d_s}$ mas sua influência é maior na componente i_{sd0} do que em i_{pd0} . A perturbação $p_{\Delta d_p}$ é rapidamente corrigida pela variável de controle u_{ipd0} mas como há um erro na componente do lado secundário, também há uma reação no compensador C_{isd0} para corrigi-la mas existente apenas durante o transitório. Esta reação interfere na

compensação da componente i_{pd0} porém, como sua amplitude é bem menor que a amplitude de u_{ipd0} e o ganho da função transferência de i_{pd0} com relação a Δd_s é menor do que com relação a Δd_p , a parcela da componente i_{pd0} referente ao sinal de controle do compensador C_{isd0} é bem menor do que a parcela referente ao compensador C_{ipd0} . Portanto, apesar de haver um acoplamento entre as malhas de controle, verifica-se que sua existência não torna o sistema instável.

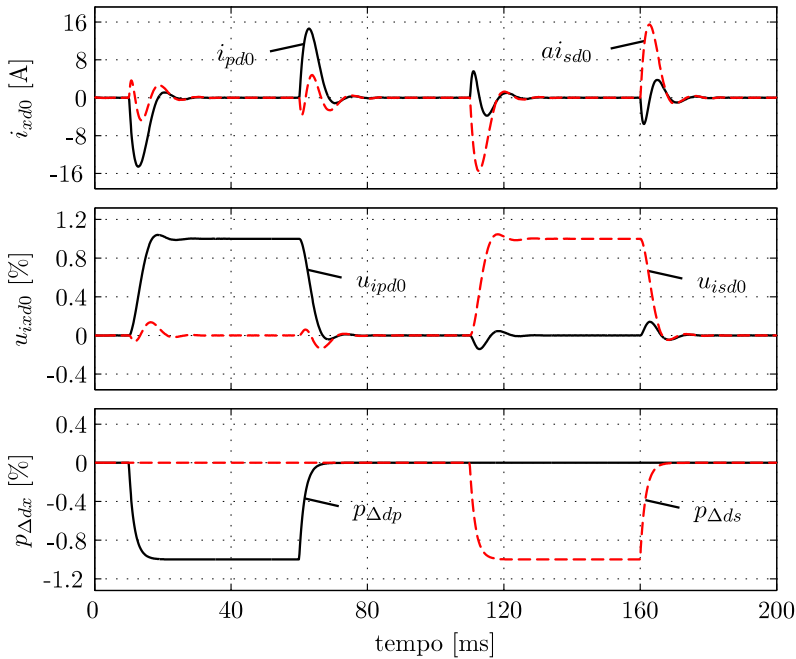


Figura 3.56. Formas de onda das componentes i_{pd0} e i_{sd0} e dos sinais de controle u_{ipd0} e u_{isd0} com relação às perturbações em Δd_p e Δd_s .

3.6 Resultados Experimentais

Um protótipo foi construído empregando o projeto apresentado na seção 3.5 a fim de comprovar o funcionamento do conversor. Devido à dificuldade de construir indutores auxiliares com valor de indutância tão pequeno quanto o necessário para os indutores auxiliares do lado primário, esses elementos foram referidos ao lado secundário e seus valores foram somados ao valor da indutância dos indutores auxiliares deste lado. Além disso, a fim de operar conversor corretamente, o valor da indutância de dispersão do transformador referido ao lado secundário foi subtraído desse resultado. As especificações dos principais componentes do conversor são apresentadas pela Tabela 27 e a Figura 3.57 ilustra a foto do protótipo construído.

Componente	Descrição
Transformador	$a = 3$ Núcleo: NEE55/28/21 Primários: 2 espiras, 68xAWG26 Secundários: 6 espiras, 23xAWG26 $l_o^{ref} = 2.02 \text{ } [\mu\text{H}]$
Indutores auxiliares	Núcleo: NEE30/15/7 $l_{s1} = 4,95 \text{ } [\mu\text{H}]$, $l_{s2} = 5 \text{ } [\mu\text{H}]$
Transistores	$T_{p1}, T_{p2}, T_{p1a}, T_{p2a}$: IRF4104: 40V/75A $T_{s1}, T_{s2}, T_{s1a}, T_{s2a}$: IRFB4615: 150V/35A
Capacitores de Grampeamento	Tipo: Polipropileno EPCOS: B32674, $C_c = 10 \text{ } [\mu\text{F}]$ $C_{gp} = 4 \cdot C_c$, $C_{gs} = C_c$

Tabela 27. Lista dos componentes do circuito de potência do conversor.

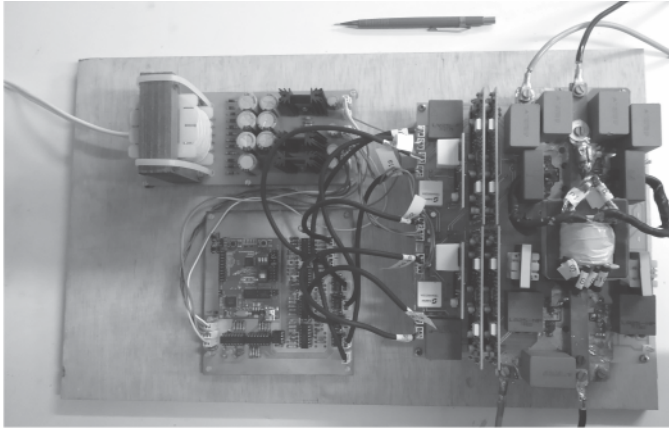


Figura 3.57. Foto do protótipo construído.

A Figura 3.58 ilustra as formas de onda das tensões e correntes na entrada e saída do conversor. Na Figura 3.59, são apresentadas as formas de onda das tensões e das correntes, apenas componentes alternadas, no transformador do conversor.

Verifica-se que a tensão v_{s12} está atrasada com relação a tensão v_{p12} , portanto, o conversor transfere energia da fonte E_p para a fonte E_s . As correntes apresentam formas de onda semelhantes entre si e simetria entre sua parte positiva e parte negativa.

A Figura 3.60 apresenta a curva de rendimento do conversor quando este opera transferindo energia nos dois sentidos. Seu valor máximo é de 94.3 [%] e ocorre em cerca de 30 [%] da carga nominal quando o conversor opera com fluxo de energia da fonte E_p para E_s . Para cargas próximas ao valor nominal, sua eficiência reduz, resultando em forma de curva característica de conversores cujas perdas conduzidas são mais expressivas do que as perdas devido a comutação.

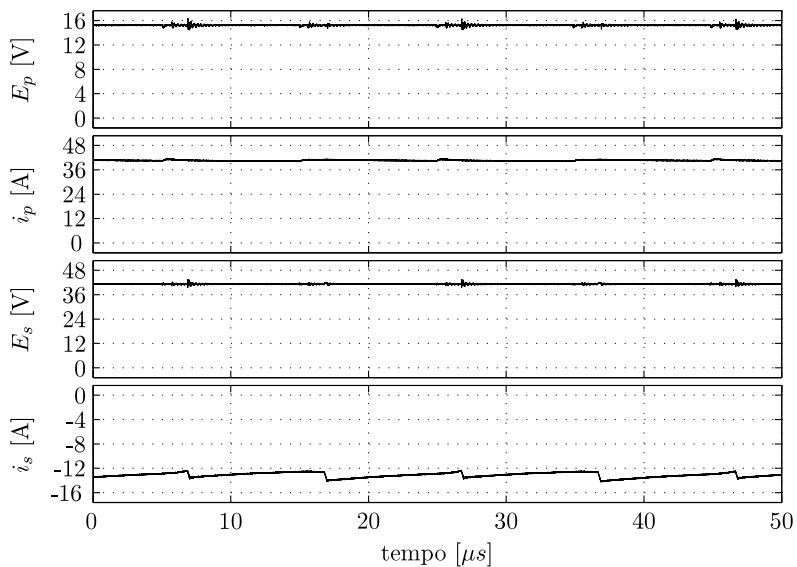


Figura 3.58. Formas de onda das tensões e correntes na entrada e saída do conversor.

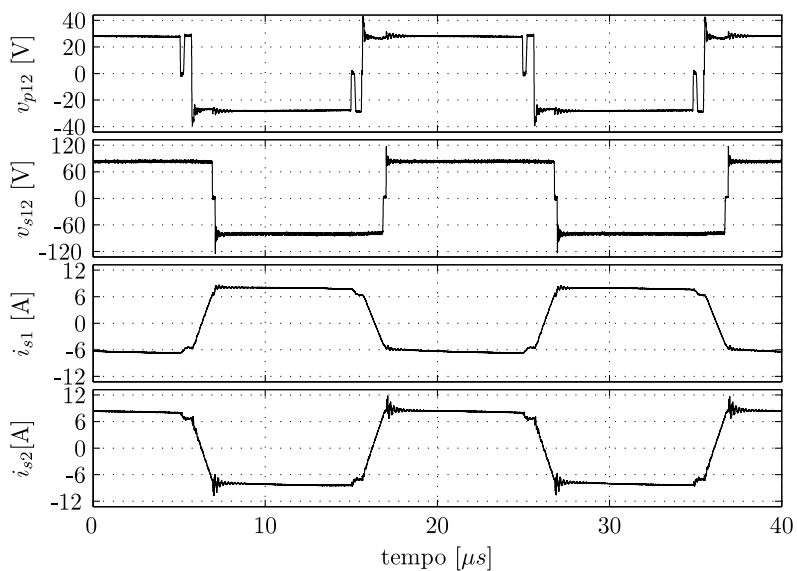


Figura 3.59. Formas de onda de tensão e corrente no transformador.

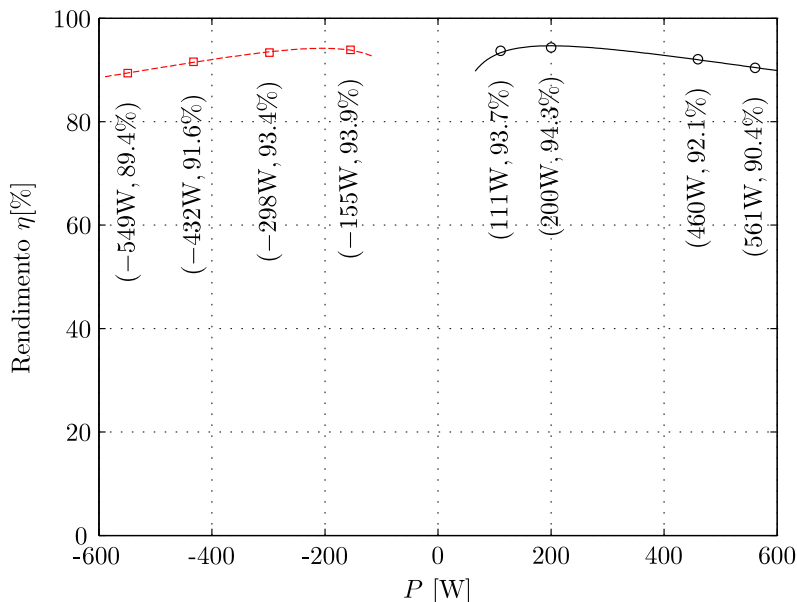


Figura 3.60. Curva de rendimento do conversor obtida experimentalmente.

A característica externa do conversor é ilustrada pela Figura 3.61. Observa-se que a curva obtida analiticamente e os pontos obtidos experimentalmente apresentam uma discrepância que aumenta conforme o aumento do ângulo δ . A dedução da equação da característica externa do conversor não leva em consideração as não-idealidades que decrementam o rendimento, portanto, o valor teórico será maior que a realidade. Para compará-la de maneira justa, deve-se multiplicá-la pelo rendimento ponto a ponto. Percebe-se que a curva corrigida e os pontos obtidos experimentalmente apresentam uma diferença muito menor do que o caso puramente teórico.

A Figura 3.62 ilustra a forma de onda da corrente i_p quando o ângulo δ varia entre 28° e -28° em rampa. Observa-se que a corrente é positiva quando o ângulo é positivo e negativa quando o ângulo é negativo, portanto, comprovando que controlando o ângulo δ é possível definir o sentido do fluxo de energia.

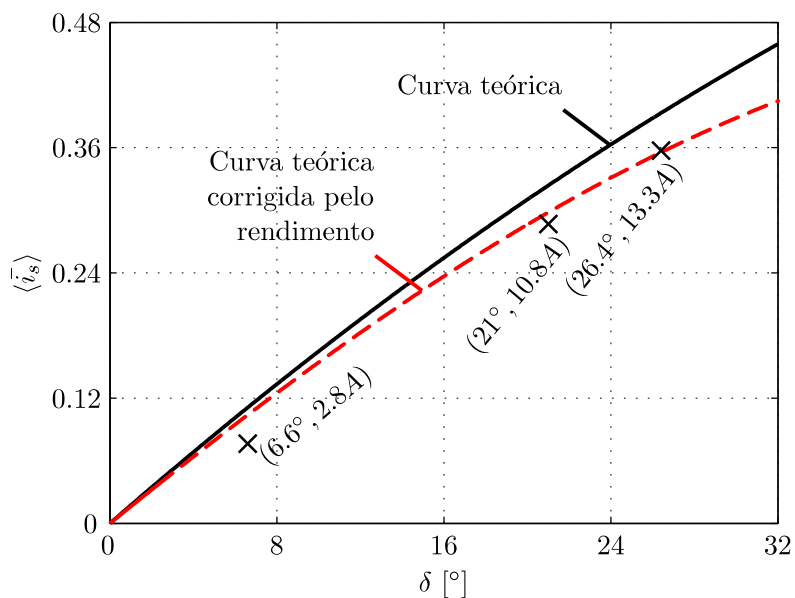


Figura 3.61. Comparação entre a característica externa do conversor obtida analiticamente e experimentalmente.

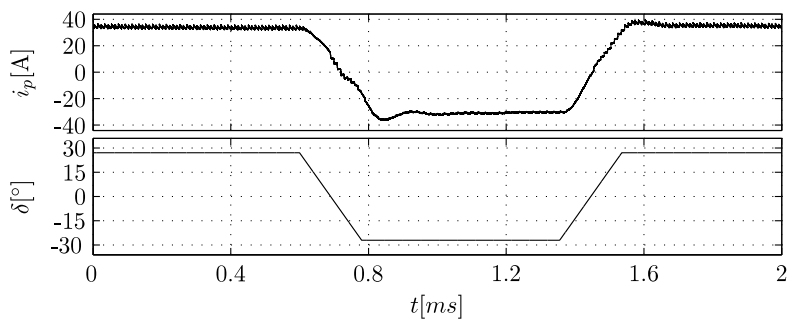


Figura 3.62. Forma de onda da corrente i_p e do ângulo δ durante inversão do fluxo de energia.

3.7 Conclusão Parcial

A equação que descreve a característica externa do conversor assim como expressões para dimensionamento e especificação dos componentes foram obtidas. Verifica-se que o conversor pode ser representado por uma fonte de corrente controlada em função do ângulo de defasagem e se este ângulo for restringido em uma faixa de operação entre -45° e 45° , essa relação é praticamente linear.

Uma análise da potência processada pelo transformador é realizada. Observa-se que a operação do conversor com ângulo entre -90° a 90° e ganho estático q próximo à unidade permite que o transformador processe energia com fator de potência muito próximo ao máximo possível. Portanto, espera-se que o volume resultante do projeto do transformador seja menor tenha perdas menores quando o conversor operar nessa região do que na área complementar.

Além da corrente que circula pelas fontes, é necessário controlar a corrente nos enrolamentos ativamente para que o transformador não sature. Para isso, propõe-se uma transformação linear das correntes dos enrolamentos de cada lado do transformador em componente de modo comum e diferencial. É possível afirmar através da transformação que as componentes de modo diferencial da corrente são responsáveis pela saturação do transformador e as componentes de modo comum são idênticas às correntes das fontes. Baseado na dependência entre essas componentes e as variáveis de controle disponíveis, escolhe-se que a componente de modo comum da correntes deve ser controlada pelo ângulo de defasagem δ e as componentes de modo diferencial pela razão cíclica dos interruptores. Essa dependência é validada comparando o modelo analítico a resultados obtidos por simulação para um exemplo de projeto. As variáveis de controle das componentes de modo diferencial da corrente apresentam um acoplamento cruzado. Para contornar este problema, uma metodologia de projeto dos compensadores destas componentes é proposta restringindo a frequência de cruzamento das malhas baseado em características destas funções transferências. Um exemplo de projeto é efetuado empregando esta metodologia e resultados por simulação são adquiridos e apresentados demonstrando que ainda há um pequeno acoplamento entre as componentes mas muito pequeno.

Uma metodologia de projeto da parte de potência também é apresentada e um exemplo de projeto com especificação de potência nominal de 600 W é descrito empregando-a. Um protótipo é construído a partir deste exemplo para validar experimentalmente o funcionamento do conversor. As formas de onda da corrente das fontes apresentam uma pequena ondulação inexistente nas formas de onda do funcionamento descrito. Isto se deve a diferenças entre as indutâncias dos indutores auxiliares e sinais de comando dos interruptores e a ondulação de tensão nos capacitores de grampeamento. O rendimento máximo do conversor é 94,3 % e ocorre em cerca de 30 % da carga nominal e decresce sensivelmente para valores superiores de potência. O formato desta curva é característica de conversores em que as perdas por condução são predominantes as perdas fixas e de comutação. A característica $\langle \bar{i}_s \rangle \chi \delta$ é adquirida experimentalmente. Percebe-se que há uma discrepância entre os valores esperados e os obtidos, no entanto, o rendimento do conversor é considerado unitário na análise desta característica. Portanto, levando-o em consideração, a diferença diminui para uma margem muito pequena. Por fim, a reversibilidade do conversor é validada através do ângulo δ . A variação de δ é realizada em rampa de maneira a não excitar a ressonância da planta.

4 Comparação entre o conversor DAB e os conversores propostos

Nesse capítulo, os conversores propostos nesse trabalho serão comparados com o conversor DAB, cujo diagrama de circuito é ilustrado pela Figura 4.1, com relação aos esforços de corrente e tensão de seus semicondutores, especificação de capacitores e conteúdo harmônico das correntes de suas entradas e saídas. Aqui, o conversor com grameamento passivo será referencia por FBPP e o conversor com grameamento ativo por DPP.

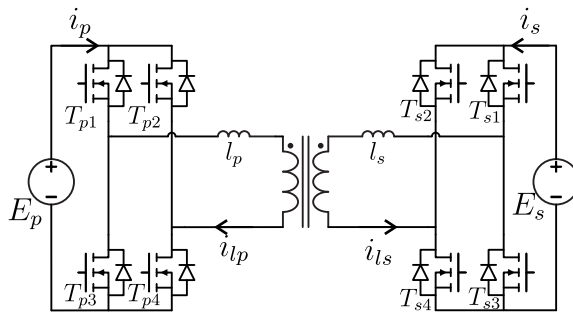


Figura 4.1. Diagrama do conversor DAB

A comparação será realizada considerando que os conversores operam sempre processando sua potência nominal e com ganho estático dentro de uma faixa entre 0,8 e 1,2. Os esforços de corrente e tensão dos

semicondutores referentes a um lado do transformador e a amplitude das componentes harmônicas serão normalizados pelo valor médio da corrente ou tensão da fonte desse lado, obtendo assim, um resultado genérico com relação às especificações do conversor. O valor máximo de ângulo de defasagem δ empregado nos conversores com grampeamento ativo será igual a $28 [^\circ]$. A relação entre espiras do transformador dos conversores será ajustada para a unidade. Dessa forma, o melhor desempenho do conversor FBPP ocorrerá quando o ganho estático for unitário.

Iniciando a comparação com relação ao conteúdo harmônico das correntes da entrada e saída dos conversores. Os conversores DAB e FBPP são conversores com entrada e saída em tensão, portanto, na prática, capacitores são conectados nesses pontos para evitar sobre-tensões em seus interruptores devido às indutâncias parasitas provenientes, por exemplo, dos cabos de alimentação. A componente alternada das correntes da entrada e saída do conversor circulam por esses capacitores haja vista que esses propiciam um caminho de menor impedância do que o caminho alternativo que engloba as fontes. Além disto, a circulação dessa corrente pelos capacitores causa uma ondulação de tensão que influencia na operação do próprio conversor e de outros equipamentos conectados ao barramento. Para atenuar essa ondulação, é necessário o emprego de capacitores com maior capacitância, que em geral, apresentam menor impedância. Portanto, quanto maior for o conteúdo harmônico da corrente da entrada e saída do conversor, maior será o valor eficaz da corrente nesses capacitores, e por sua vez, maior será seu volume.

A dedução das equações empregadas para determinar o conteúdo harmônico das correntes de entrada e saída do conversor DAB é apresentada no Apêndice D e do conversor FBPP é apresentada na seção 2.2. Idealmente, o conversor DPP é livre de ondulação em sua entrada e em sua saída independente de seu ponto de operação, portanto, com conteúdo harmônico nulo em toda faixa de operação.

A Figura 4.2 ilustra o gráfico comparativo das amplitudes das componentes de segunda e quarta ordem dos conversores DPP, DAB e FBPP. A amplitude das componentes de primeira e terceira ordem são nulas.

Percebe-se que a amplitude das componentes do conversor DAB é

muito superior às componentes das correntes dos conversores propostos, tanto no lado primário quanto no lado secundário. O conversor FBPP apresenta componentes harmônicas com amplitude nula apenas com ganho estático unitário.

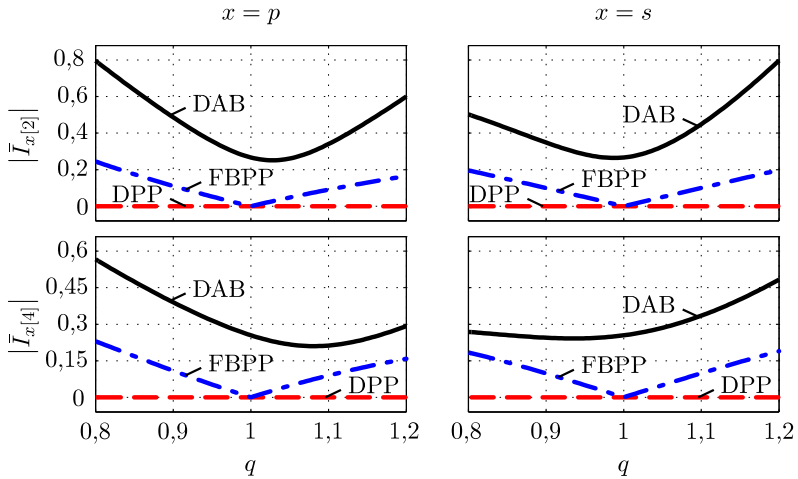


Figura 4.2. Comparação entre as amplitudes das componentes harmônicas de ordem $2f_s$ e $4f_s$ das correntes de entrada e saída do conversor DAB e dos conversores propostos.

Na Figura 4.2 foi apresentada a amplitude de apenas duas componentes de ordem diferente, no entanto, um índice que leva em consideração a amplitude de todas componentes é mais representativo para analisar o real impacto do conteúdo harmônico da corrente sobre o dimensionamento dos capacitores. Há duas características a serem levadas em consideração nesse dimensionamento: valor eficaz da corrente e ondulação da tensão sobre o capacitor. Para cada um desses casos, o conteúdo harmônico da corrente relaciona-se de maneira diferente. Enquanto que o valor eficaz de todas as componentes contribui com o mesmo peso no caso do valor eficaz da corrente, o valor eficaz das componentes de menor frequência tem um peso maior sobre o valor eficaz da ondulação da tensão sobre o capacitor devido a impedância desse ser inversamente proporcional a frequência. Levando em consideração essa distinção, os índices THD_0 e THD_1 são propostos para efetuar as comparações. Os nomes são escolhidos em alusão às taxas de distorção

harmônica empregadas em sistemas de corrente alternada. Entretanto, como se trata de um sistema em corrente contínua, os valores referentes a todas as componentes alternadas são posicionados no numerador e o valor referente à componente contínua da corrente no denominador.

O índice THD_0 , apresentado pela equação (4.1), e o índice THD_1 , calculado através da equação (4.2), serão usados para comparar respectivamente os valores eficazes da corrente e da tensão.

$$THD_0(i_x) = \frac{1}{I_{x[0]}} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_{x[n]}^2}{2}} \quad (4.1)$$

$$THD_1(i_x) = \frac{1}{I_{x[0]}} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_{x[n]}^2}{2n^2}} \quad (4.2)$$

A Figura 4.3 ilustra os índices THD_0 e THD_1 do conversor DAB e do conversor FBPP levando em consideração até a componente de décima ordem. Verifica-se que em ambos os índices, o conteúdo do conversor FBPP é menos impactante do que do conversor DAB.

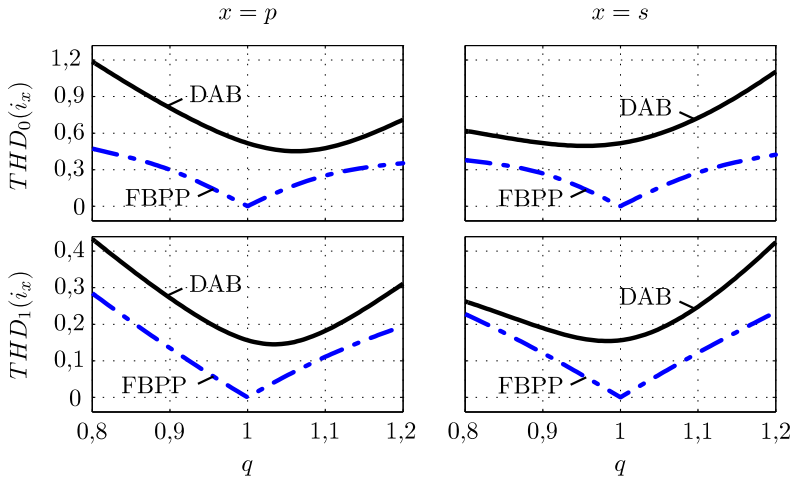


Figura 4.3. Comparação entre as THD de ordem 0 e 1 das correntes de entrada e saída do conversor DAB e conversor FBPP.

Até esse ponto, a comparação não envolveu o conversor DPP, pois esse conversor não é alimentado em tensão e por seu conteúdo

harmônico ser nulo, no entanto, há nesse conversor capacitores empregados no grampeamento das tensões dos interruptores cujos valores eficazes de suas correntes são consideráveis. Além disso, estes elementos são submetidos a níveis de tensão diferentes dos níveis das fontes e o critério de dimensionamento de sua capacitância pode ser menos rígido do que o dimensionamento dos capacitores dos demais casos, portanto, uma comparação com relação ao conteúdo harmônico da corrente e ondulação de tensão do barramento não é apropriada. Portanto, sua comparação será realizada considerando o valor de sua potência aparente normalizado pelo valor médio da potência processada pelo conversor.

Para determinar o valor da potência aparente dos capacitores de cada conversor é necessário o conhecimento do valor eficaz de sua tensão e corrente. Considerando que a forma de onda da tensão sobre os capacitores dos conversores têm uma ondulação muito pequena, seu valor eficaz é praticamente igual ao valor médio. Portanto, no caso dos conversores DAB e FBPP, o valor eficaz da tensão sobre o capacitor é igual ao valor da tensão da fonte e, no caso do conversor DPP, igual a duas vezes a tensão da fonte. O valor eficaz da corrente nos capacitores do conversor DPP é calculado pela equação (C.22), no caso do capacitor C_{gp} , e (C.27), no caso do capacitor C_{gs} .

Nos casos dos demais conversores, será considerado que todas as componentes alternadas da corrente de sua entrada e saída circulam pelos capacitores devido a estes apresentarem um caminho de menor impedância. No caso do conversor DAB, o valor eficaz da corrente no capacitor C_x é igual ao valor eficaz da componente alternada da soma das correntes dos interruptores T_{x1} e T_{x3} e segue a relação apresentada pela equação (4.3) com relação ao valor eficaz da corrente nestes interruptores, equações (D.17) e (D.18), e o valor médio em um período de comutação da corrente de entrada e saída.

$$I_{Cx.ef} = \sqrt{2I_{Txy.ef}^2 - \langle i_x \rangle^2} \quad (4.3)$$

No caso do conversor FBPP, o valor eficaz da corrente no capacitor C_x é igual ao valor eficaz da componente alternada da corrente nos enrolamentos do indutor acoplado. Esses valores são calculados conforme apresentado pela equação (4.4). O valor eficaz da corrente nos enrolamentos é calculado pelas equações (2.113), enrolamento primário, e (2.112), enrolamento secundário.

$$I_{Cx.ef} = \sqrt{i_{x.ef}^2 - \langle i_x \rangle} \quad (4.4)$$

O valor da potência aparente dos capacitores dos conversores DAB e FBPP normalizados pela sua potência média é calculada pela equação (4.5) e a do conversor DPP é determinada pela equação (4.6).

$$\bar{S}_{Cx} = \frac{E_x i_{Cx}}{P_{nom}} \quad (4.5)$$

$$\bar{S}_{Cx} = \frac{2E_x i_{Cgx}}{P_{nom}} \quad (4.6)$$

A Figura 4.4 apresenta a comparação do valor normalizado da potência aparente dos capacitores dos conversor DAB e dos conversores propostos. Verifica-se que a potência aparente dos capacitores dos conversores DAB e DPP apresentam o mesmo valor e que estas aumentam muito conforme o ponto de operação se distancia do ganho estático unitário. O valor da potência aparente do capacitor do conversor FBPP é nula para ganho estático unitário e conforme o ponto de operação afasta-se da unidade, esta também aumenta, no entanto, numa taxa muito menor. O valor máximo da potência aparente ocorre nos extremos da faixa de operação sendo que o valor da potência dos capacitores dos conversores DAB e DPP é quase que 3 vezes o valor da potência aparente do conversor FBPP.

Por fim, os esforços de tensão e corrente nos semicondutores serão comparados. Os esforços de corrente nos interruptores de um mesmo lado do transformador são iguais entre si no caso dos conversores DAB e FBPP, no entanto, no conversor DPP, há interruptores principais e auxiliares que têm esforços diferentes. Além disso, o conversor FBPP têm no total apenas quatro interruptores enquanto que os demais conversores têm oito. Tendo em vista que a comparação do valor eficaz da corrente nos interruptores dos conversores teria como principal objetivo comparar indiretamente a perda por condução, em vez de comparar o valor eficaz dos semicondutores, será realizada a comparação da perda de condução gerada por semicondutores de um mesmo lado do transformador. A perda será calculada considerando que todos os interruptores são do tipo MOSFET com a mesma resistência R_{dsOn} e será normalizada por uma perda fictícia, P_{nx} , calculada conforme apresentada pela equação (4.7).

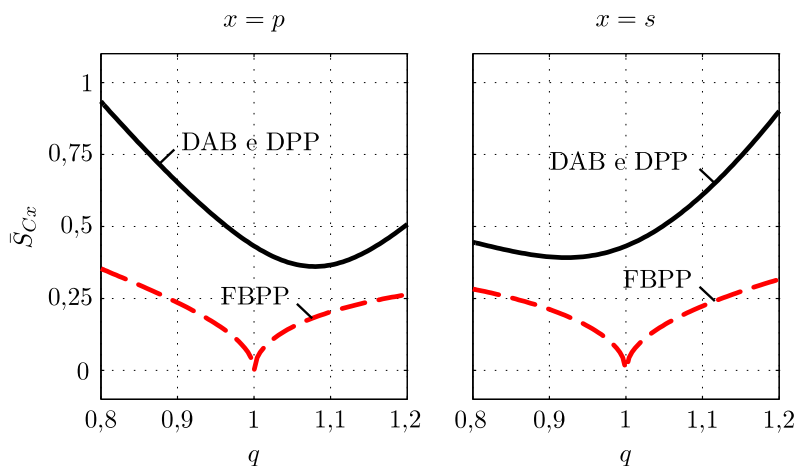


Figura 4.4. Comparação entre os valores de potência aparente dos conversor DAB e os conversores propostos.

$$P_{nx} = R_{dsOn} \langle i_x \rangle^2 \quad (4.7)$$

O máximo valor da tensão nos interruptores dos conversores com grameamento ativo é definido pela tensão das fontes ou dos capacitores de grameamento, que por sua vez depende também da tensão das fontes. No conversor FBPP, este valor é igual a tensão sobre os capacitores de grameamento que, para este caso, não apresenta uma relação tão restrita com o valor da tensão das fontes quanto nos casos dos conversores supracitados sendo requerido ser apenas maior que a tensão da fonte vezes um fator que depende do ponto de operação. Este valor não é empregado pois resultaria numa perda excessiva no circuito de grameamento. Na prática, a tensão do circuito grameador é ajustada para ser maior do que este valor mínimo o suficiente para a perda no circuito de grameamento e a tensão máxima sobre os interruptores serem baixas. Portanto, o valor apresentado relativo ao conversor FBPP é apenas o mínimo necessário.

A Figura 4.5 ilustra a perda de condução e o valor máximo da tensão sobre os semicondutores dos conversores FBPP, DAB e DPP.

Verifica-se que dentre os conversores comparados, o conversor DAB é o que submete os interruptores ao menor esforço de tensão e

os conversores propostos submetem seus interruptores a pelo menos ao dobro do valor da tensão da fonte. No entanto, a máxima perda de condução do conversor DAB é cerca do triplo do valor da perda dos conversores propostos. Isso é válido apenas para o caso em que as resistências dos semicondutores dos conversores forem iguais, contudo, conforme o exposto, os semicondutores do conversor DAB podem ser especificados com uma tensão nominal menor do que os demais, o que acarreta que, via de regra geral, sua resistência em condução também será menor.

A resistência R_{dsOn} do MOSFET é uma impedância equivalente dependente dos parâmetros de várias partes que o compõem. Dependendo do nível de tensão envolvido, estas partes têm dimensões diferentes e, portanto, seus parâmetros variam. Para tensões superiores a cem volts, o valor dos parâmetros predominantes variam conforme a tensão elevada a potência de 2,5 [59]. Ou seja, nestas condições, a resistência dos interruptores do conversor DPP seria 5,66 vezes o valor da resistência do interruptor empregado no conversor DAB. Entretanto, para tensões abaixo de cem volts, os parâmetros predominantes são constantes e a situação descrita no parágrafo anterior seria válida.

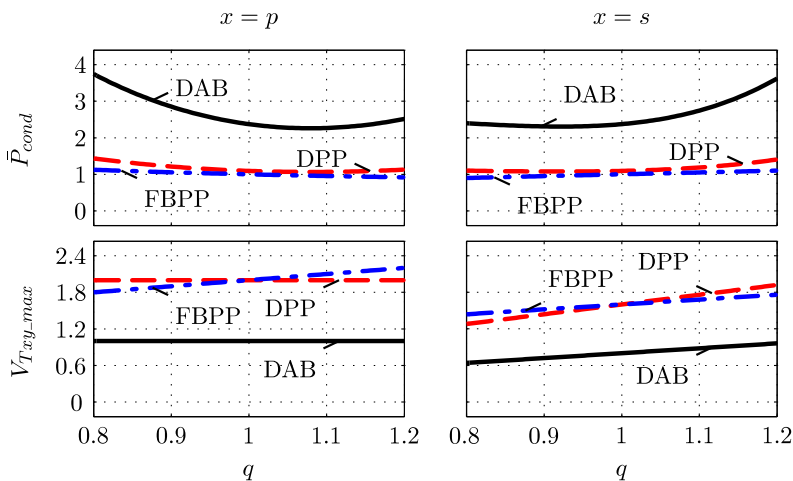


Figura 4.5. Comparação entre os esforços de tensão e perda por condução nos semicondutores do conversor DAB e dos conversores propostos.

4.1 Conclusão

É possível verificar que, idealmente, o conversor DPP apresenta esforço de filtragem nulo tanto em tensão quanto em corrente e o conversor FBPP apresenta um esforço menor que o conversor DAB em toda faixa de operação. A potência aparente dos capacitores dos conversores DAB e DPP são iguais e, no mínimo, três vezes maiores que o valor da potência aparente dos capacitores do conversor FBPP, ou seja, os capacitores empregados nos conversores com grampeamento ativo são, teoricamente, três vezes mais volumosos que os capacitores usados no conversor com grampeamento passivo. Por fim, verifica-se que a perda de condução total nos interruptores das topologias propostas são menores que da topologia DAB em aplicações em que possibilitem o emprego de MOSFET com tensões menores que 100 volts.

5 Conclusão

Este texto será estruturado em três partes. Na primeira e segunda partes serão apresentadas as conclusões referentes ao conversor com grampeamento passivo e ativo, respectivamente, e por fim, na terceira parte, serão tratadas as conclusões referentes à comparação entre os conversores propostos e o conversor DAB

Com relação ao conversor com grampeamento passivo. As expressões que definem o ganho estático, indutância do indutor acoplado e função de transferência da corrente média das fontes em função da razão cíclica foram deduzidas. Verificou-se que para razão cíclica de 50 %, o valor da indutância necessário para estabelecer patamares de corrente de ambos os lados constante tende a zero, portanto um ponto de operação interessante para operar, pois se a faixa de operação da razão cíclica for restringida entorno deste ponto, o elemento magnético apresentará volume reduzido. Além disto, foram obtidas as expressões que determinam os esforços de corrente e tensão nos componentes. Verificou-se que para razão cíclica de 50 %, alguns dos esforços são mínimos. Apesar de nem todos os esforços serem mínimos no mesmo ponto, a operação com razão cíclica de 0,5 proporciona somas de esforços menores. Portanto, percebe-se que restringindo no projeto do conversor o valor da razão cíclica entorno de 0,5 resultará em componentes passivos menores e possibilita a confecção de um conversor com melhor eficiência.

A função de transferência do valor médio da corrente das fontes em função da razão cíclica foi obtida considerando que os interruptores do conversor são comandados sem tempo morto. A planta tem característica integrativa e de primeira ordem, no entanto, seu ganho varia

conforme a razão cíclica. Essa dedução é validada através de resultados obtidos por simulação nas mesmas condições da dedução. Contudo, na prática, os sinais de comando dos interruptores possui tempo morto e, para verificar se há influência sobre a característica dinâmica, foram realizadas simulações do circuito com inclusão desta propriedade. Nestas condições, observou-se que há uma discrepância entre o resultado obtido através do modelo e da simulação quando é invertido o sentido da corrente da fonte. Isso ocorre devido à razão cíclica definida no modulador apresentar uma diferença com relação a razão cíclica real do interruptor proporcional ao valor do tempo morto. Contudo, conforme mencionado, isso só ocorre durante a transição do sentido da corrente e o valor pode ser totalmente corrigido em regime permanente se usado um compensador com característica integrativa.

Uma metodologia de projeto da parte de potência e de controle do conversor foi apresentada e um exemplo de projeto é descrito usando-a. Para validar os estudos experimentalmente, um protótipo de 800 W foi construído e resultados foram obtidos. As formas de onda da corrente e tensão nos componentes magnéticos, nos interruptores e nas fontes correspondem ao esperado baseado no funcionamento analítico com exceção dos instantes em que ocorre comutação dos interruptores. Nesses intervalos, a tensão dos interruptores são definidas pelo valor ajustada da tensão no circuito grampeador. Contudo, isso não compromete o funcionamento do conversor. O rendimento do conversor é adquirido para vários valores de cargas e nos dois sentidos de fluxo de energia sendo seu valor máximo de 91% no modo Buck_{p→s} quando processa cerca de 70 % da carga nominal. Dado o baixo rendimento alcançado, um reprojeto do protótipo foi realizado com ondulação de corrente no indutor acoplado maior. Isso possibilita a construção de um magnético menor e com menor indutância de dispersão, reduzindo assim a perda no circuito grampeador. Isso aliado ao emprego de semicondutores mais adequados resultou num incremento da eficiência para 93,7 %.

Com relação ao conversor com grampeamento ativo. A equação que descreve a característica externa do conversor assim como expressões para dimensionamento e especificação dos componentes foram obtidas. Verifica-se que o conversor pode ser representado por uma fonte de corrente controlada pelo ângulo de defasagem e se este ângulo for res-

tringido em uma faixa de operação entre -45° e 45° , essa relação é praticamente linear.

Uma análise da potência processada pelo transformador é realizada. Observa-se que a operação do conversor com ângulo entre -90° a 90° e ganho estático q próximo à unidade permite que o transformador processe energia com fator de potência muito próximo ao máximo possível. Portanto, espera-se que o volume resultante do projeto do transformador seja menor tenha perdas menores quando o conversor operar nessa região do que na área complementar.

No caso deste conversor, além da corrente que circula pelas fontes, é necessário controlar a corrente nos enrolamentos ativamente para que o transformador não sature. Para isso, propõe-se uma transformação linear das correntes dos enrolamentos de cada lado do transformador em componente de modo comum e diferencial. É possível afirmar através da transformação que as componentes de modo diferencial da corrente são responsáveis pela saturação do transformador e as componentes de modo comum são idênticas às correntes das fontes. Baseado na dependência entre essas componentes e as variáveis de controle disponíveis, escolhe-se que a componente de modo comum da correntes deve ser controlada pelo ângulo de defasagem δ e as componentes de modo diferencial pela razão cíclica dos interruptores. Essa dependência é validada comparando o modelo analítico a resultados obtidos por simulação para um exemplo de projeto. As variáveis de controle das componentes de modo diferencial da corrente apresentam um acoplamento cruzado. Para contornar este problema, uma metodologia de projeto dos compensadores destas componentes é proposta restringindo a frequência de cruzamento das malhas baseado em características destas funções transferências. Um exemplo de projeto é efetuado empregando esta metodologia e resultados por simulação são adquiridos e apresentados demonstrando que ainda há um pequeno acoplamento entre as componentes mas muito pequeno.

Uma metodologia de projeto da parte de potência também é apresentada e um exemplo de projeto com especificação de potência nominal de 600 W é descrito empregando-a. Um protótipo é construído a partir deste exemplo para validar experimentalmente o funcionamento do conversor. As formas de onda da corrente das fontes apresentam uma pequena ondulação inexistente nas formas de onda do

funcionamento descrito. Isto se deve a diferenças entre as indutâncias dos indutores auxiliares e sinais de comando dos interruptores e a onduação de tensão nos capacitores de grampeamento. O rendimento máximo do conversor é 94,3 % e ocorre em cerca de 30 % da carga nominal e decresce sensivelmente para valores superiores de potência. O formato desta curva é característica de conversores que as perdas por condução são predominantes as perdas fixas e de comutação. A característica $\langle \bar{i}_s \rangle \chi \delta$ é adquirida experimentalmente. Percebe-se que há uma discrepância entre os valores esperados e os obtidos, no entanto, o rendimento do conversor é considerado unitário na análise desta característica. Portanto, levando-o em consideração, a diferença diminui para uma margem muito pequena. Por fim, a reversibilidade do conversor é validada através do ângulo δ . A variação de δ é realizada em rampa de maneira a não excitar a ressonância da planta.

Na comparação das topologias propostas e do conversor DAB é possível verificar que, idealmente, o conversor DPP apresenta esforço de filtragem nulo tanto em tensão quanto em corrente e o conversor FBPP apresenta um esforço menor que o conversor DAB em toda faixa de operação. A potência aparente dos capacitores dos conversores DAB e DPP são iguais e, no mínimo, três vezes maiores que o valor da potência aparente dos capacitores do conversor FBPP, ou seja, os capacitores empregados nos conversores com grampeamento ativo são, teoricamente, três vezes mais volumosos que os capacitores usados no conversor com grampeamento passivo. Por fim, verifica-se que a perda de condução total nos interruptores das topologias propostas são menores que da topologia DAB em aplicações em que possibilitem o emprego de MOSFET com tensões menores que 100 volts.

Percebe-se, por fim, que o objetivo principal da tese foi alcançado por obter duas topologias isoladas e simétricas de conversores bidirecionais com reduzido conteúdo harmônico das correntes das fontes e menor esforço de corrente nos seus componentes com relação às topologias existentes.

Com relação a continuidade deste trabalho, as seguintes linhas de estudo podem ser abordadas:

- A proposição das versões trifásicas das topologias estudadas;
- Proposta de um circuito de grampeador regenerativo para o conversor com grampeamento passivo;

- Compensação do valor médio do fluxo magnético do transformador do conversor proposto com grampeamento ativo usando desacoplamento entre as malhas das componentes de modo diferencial de ordem zero das correntes dos enrolamentos;
- Modificações no circuito de potência do conversor proposto com grampeamento ativo para prevenção da saturação do transformador sem o emprego de quatro sensores de correntes.

Referências Bibliográficas

- [1] C. Li, L. Herrera, J. Jia, L. Fu, A. Isurin, A. Cook, Y. Huang, and J. Wang, “Design and implementation of a bidirectional isolated cuk converter for low-voltage and high-current automotive dc source applications,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, pp. 2567–2577, July 2014.
- [2] R. Li, A. Pottharst, N. Frohleke, and J. Bocker, “Analysis and design of improved isolated full-bridge bidirectional dc-dc converter,” in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 1, pp. 521–526 Vol.1, June 2004.
- [3] P. Xuwei and A. Rathore, “Novel bidirectional snubberless naturally commutated soft-switching current-fed full-bridge isolated dc/dc converter for fuel cell vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 2307–2315, May 2014.
- [4] L. Zhu, “A novel soft-commutating isolated boost full-bridge zvs-pwm dc-dc converter for bidirectional high power applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, pp. 422–429, March 2006.
- [5] T.-F. Wu, Y.-C. Chen, J.-G. Yang, and C.-L. Kuo, “Isolated bidirectional full-bridge dc-dc converter with a flyback snubber,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 1915–1922, July 2010.
- [6] S.-J. Jang, T.-W. Lee, W.-C. Lee, and C.-Y. Won, “Bi-directional dc-dc converter for fuel cell generation system,” in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 6, pp. 4722–4728 Vol.6, June 2004.
- [7] P. Xuwei, A. Rathore, and U. Prasanna, “Novel soft-switching snubberless naturally clamped current-fed full-bridge front-end-converter-based bidirectional inverter for renewables, microgrid, and ups applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 4132–4141, Nov 2014.

- [8] A. Rathore and U. Prasanna, "Analysis, design, and experimental results of novel snubberless bidirectional naturally clamped zcs/zvs current-fed half-bridge dc/dc converter for fuel cell vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 4482–4491, Oct 2013.
- [9] M. Murugan, "Regulated bi-directional dc-to-dc voltage converter which maintains a continuous input current during step-up conversion," Oct. 19 1993. US Patent 5,255,174.
- [10] M. Jain, M. Daniele, and P. Jain, "A bidirectional dc-dc converter topology for low power application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, pp. 595 –606, jul 2000.
- [11] T. Mishima and E. Hiraki, "Zvs-sr bidirectional dc-dc converter for supercapacitor-applied automotive electric energy storage systems," in *2005 IEEE Conference Vehicle Power and Propulsion*, p. 6 pp., sept 2005.
- [12] U. Prasanna, A. Rathore, and S. Mazumder, "Novel zero-current-switching current-fed half-bridge isolated dc-dc converter for fuel-cell-based applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, pp. 1658–1668, July 2013.
- [13] A. Rathore and U. Prasanna, "Analysis, design, and experimental results of novel snubberless bidirectional naturally clamped zcs/zvs current-fed half-bridge dc/dc converter for fuel cell vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 4482–4491, Oct 2013.
- [14] H.-J. Chiu and L.-W. Lin, "A bidirectional dc-dc converter for fuel cell electric vehicle driving system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, pp. 950–958, July 2006.
- [15] R. De Doncker, D. Divan, and M. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, pp. 63 –73, jan/feb 1991.
- [16] M. Kheraluwala, R. Gascoigne, D. Divan, and E. Baumann, "Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-

- to-dc converter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, pp. 1294–1301, Nov 1992.
- [17] R. DeDoncker, M. Kheraluwala, and D. Divan, “Power conversion apparatus for dc/dc conversion using dual active bridges,” June 25 1991. US Patent 5,027,264.
- [18] F. Peng, H. Li, G.-J. Su, and J. Lawler, “A new zvs bidirectional dc-dc converter for fuel cell and battery application,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, pp. 54 – 65, jan. 2004.
- [19] G. Ma, W. Qu, G. Yu, Y. Liu, N. Liang, and W. Li, “A zero-voltage-switching bidirectional dc - dc converter with state analysis and soft-switching-oriented design consideration,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 2174 –2184, june 2009.
- [20] G. Pledl, M. Tauer, and D. Buecherl, “Theory of operation, design procedure and simulation of a bidirectional llc resonant converter for vehicular applications,” in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*, pp. 1–5, Sept 2010.
- [21] W. Chen, P. Rong, and Z. Lu, “Snubberless bidirectional dc-dc converter with new clc resonant tank featuring minimized switching loss,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 3075–3086, Sept 2010.
- [22] J.-H. Jung, H.-S. Kim, M.-H. Ryu, and J.-W. Baek, “Design methodology of bidirectional clc resonant converter for high-frequency isolation of dc distribution systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 1741–1755, April 2013.
- [23] T. Jiang, J. Zhang, X. Wu, K. Sheng, and Y. Wang, “A bidirectional llc resonant converter with automatic forward and backward mode transition,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 757–770, Feb 2015.
- [24] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and Y. Xiao, “Next-generation multifunctional modular intelligent ups system for smart grid,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 3602–3618, Sept 2013.

- [25] E. Schaltz, A. Khaligh, and P. Rasmussen, "Influence of battery/ultracapacitor energy-storage sizing on battery lifetime in a fuel cell hybrid electric vehicle," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, pp. 3882–3891, Oct 2009.
- [26] K. Jin, X. Ruan, M. Yang, and M. Xu, "A hybrid fuel cell power system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 1212–1222, April 2009.
- [27] P. Thounthong, V. Chunkag, P. Sethakul, B. Davat, and M. Hinaje, "Comparative study of fuel-cell vehicle hybridization with battery or supercapacitor storage device," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, pp. 3892–3904, Oct 2009.
- [28] L. Wang and H. Li, "Maximum fuel economy-oriented power management design for a fuel cell vehicle using battery and ultracapacitor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, pp. 1011–1020, May 2010.
- [29] J. Bauman and M. Kazerani, "A comparative study of fuel-cell–battery, fuel-cell–ultracapacitor, and fuel-cell–battery–ultracapacitor vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, no. 2, pp. 760–769, 2008.
- [30] J.-J. Chanaron and J. Teske, "Hybrid vehicles: a temporary step," *International Journal of Automotive Technology and Management*, vol. 7, no. 4, pp. 268–288, 2007.
- [31] J. Kassakian, "Automotive electrical systems-the power electronics market of the future," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*, vol. 1, pp. 3–9 vol.1, 2000.
- [32] A. Consoli, M. Cacciato, G. Scarcely, and A. Testa, "Compact, reliable efficiency," *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 10, pp. 35–42, Nov 2004.
- [33] J. Piñas, C. Bel, J. Vives, J. Roca, L. Martinez-Salamero, J. Altes, and H. Blavi, "Dual voltage electrical distribution system," Jan. 14 2003. US Patent 6,507,506.

- [34] F. Schmidt, *MIT Industry Consortium on Advanced Automotive Electrical/Electronic Components and Systems: Regensburg, 22-23 Sept. 1997*. 1997.
- [35] G. Chen, Y.-S. Lee, S. Hui, D. Xu, and Y. Wang, “Actively clamped bidirectional flyback converter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, pp. 770–779, Aug 2000.
- [36] H. Chung, S. Hui, K. Chan, and C. Chung, “A zcs bi-directional flyback dc/dc converter using the leakage inductance of the coupled inductor,” in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*, vol. 2, pp. 979–985 vol.2, 2000.
- [37] H.-H. Chung, W.-L. Cheung, and K. Tang, “A zcs bidirectional flyback dc/dc converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, pp. 1426–1434, Nov 2004.
- [38] A. Ruseler and I. Barbi, “Isolated zeta-sepic bidirectional dc-dc converter with active-clamping,” in *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*, pp. 123–128, Oct 2013.
- [39] B. Zhao, Q. Yu, and W. Sun, “Extended-phase-shift control of isolated bidirectional dc-dc converter for power distribution in micro-grid,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 4667–4680, Nov 2012.
- [40] G. Oggier, G. Garcia, and A. Oliva, “Modulation strategy to operate the dual active bridge dc-dc converter under soft switching in the whole operating range,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 1228–1236, April 2011.
- [41] G. Oggier, G. Garcia, and A. Oliva, “Switching control strategy to minimize dual active bridge converter losses,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 1826–1838, July 2009.
- [42] H. Bai and C. Mi, “Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge dc-dc converters using novel dual-phase-shift control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 2905–2914, Nov 2008.

- [43] H. Bai, Z. Nie, and C. Mi, “Experimental comparison of traditional phase-shift, dual-phase-shift, and model-based control of isolated bidirectional dc-dc converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 1444–1449, June 2010.
- [44] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and W. Sun, “Current-stress-optimized switching strategy of isolated bidirectional dc-dc converter with dual-phase-shift control,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 4458–4467, Oct 2013.
- [45] B. Zhao, Q. Song, and W. Liu, “Efficiency characterization and optimization of isolated bidirectional dc-dc converter based on dual-phase-shift control for dc distribution application,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 1711–1727, April 2013.
- [46] F. Krismer and J. Kolar, “Accurate small-signal model for the digital control of an automotive bidirectional dual active bridge,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 2756–2768, Dec 2009.
- [47] F. Krismer and J. Kolar, “Closed form solution for minimum conduction loss modulation of dab converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 174–188, Jan 2012.
- [48] F. Krismer and J. Kolar, “Efficiency-optimized high-current dual active bridge converter for automotive applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 2745–2760, July 2012.
- [49] H. Zhou and A. Khambadkone, “Hybrid modulation for dual-active-bridge bidirectional converter with extended power range for ultracapacitor application,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, pp. 1434–1442, July 2009.
- [50] A. Jain and R. Ayyanar, “Pwm control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 1215–1227, April 2011.
- [51] D. Fu, B. Lu, and F. Lee, “1mhz high efficiency llc resonant converters with synchronous rectifier,” in *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, pp. 2404–2410, June 2007.

- [52] Y.-S. Cheng, J.-H. Chen, Y.-H. Liu, K.-L. Huang, and Z.-Z. Yang, “Design of a digitally-controlled llc resonant converter with synchronous rectification,” in *Future Energy Electronics Conference (IFEEC), 2013 1st International*, pp. 772–776, Nov 2013.
- [53] G.-C. Hsieh, C.-Y. Tsai, and W.-L. Hsu, “Synchronous rectification llc series-resonant converter,” in *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE*, pp. 1003–1009, Feb 2007.
- [54] A. Hillers, D. Christen, and J. Biela, “Design of a highly efficient bidirectional isolated llc resonant converter,” in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, pp. DS2b.13–1–DS2b.13–8, Sept 2012.
- [55] D. Ruiz-Caballero and I. Barbi, “A new flyback-current-fed push-pull dc-dc converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, pp. 1056 –1064, nov 1999.
- [56] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. Springer, 2nd ed., Jan. 2001.
- [57] S. Sanders, J. Noworolski, X. Liu, and G. C. Verghese, “Generalized averaging method for power conversion circuits,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, pp. 251–259, Apr 1991.
- [58] H. Qin and J. Kimball, “Generalized average modeling of dual active bridge dc-dc converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 2078–2084, April 2012.
- [59] F. Morancho, H. Tranduc, and P. Rossel, “Limit of d.c. performance of trench power mosfets,” in *Microelectronics, 1995. Proceedings., 1995 20th International Conference on*, vol. 2, pp. 693–695 vol.2, Sep 1995.

ANEXO A – Publicações

BIDIRECTIONAL CURRENT-FED FLYBACK-PUSH-PULL DC-DC CONVERTER

Eduardo Valmir de Souza and Ivo Barbi

Power Electronics Institute - INEP

Federal University of Santa Catarina - UFSC

www.inep.ufsc.br

eduardovs@inep.ufsc.br, ivobarbi@inep.ufsc.br

Abstract - This paper proposes a new dc-dc static power converter, designated Bidirectional Current-Fed Flyback-Push-Pull DC-DC Converter. Circuit operation, analysis, simulation, design example and experimental results are included in the paper. What distinguishes the proposed converter from the previous circuits is the existence of input and output inductors, which provides a significant reduction of both the power source and the load side current ripple. The proposed converter is suitable for the renewable electric power systems, such as those having fuel cells as the DC-source power supply. It is also a good candidate for electric vehicle power systems, where bidirectional power flow related with battery charge and discharge is necessary.

Keywords - bidirectional, current-fed, isolated, flyback-push-pull, dc-dc converter

I. INTRODUCTION

Fuel cells have been employed as primary power source in electrical vehicles since it presents high efficient and clear electricity generation, however, it lacks energy storage capability and fast power transient response [1]. Consequently, an auxiliary energy storage device is required such as lead-acid or lithium-ion battery.

Figure1 shows a fuel-cell-vehicle powertrain topology [2].

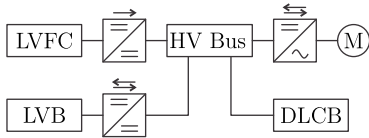


Fig. 1. : Fuel-cell-vehicle powertrain topology.

This system is composed by a low voltage fuel cell (LVFC), a low voltage battery (LVB), a double-layer capacitor bank (DLCB) and static converters. A low battery bank is employed due to its volumetric efficiency comes down by connecting several battery cells in series [3]. The LVB and DLCB compose the energy-storage system. The capacitor will handle fast power transients like braking or accelerating while the battery will basically provide power at conditions that fuel cell presents low efficiency. Since this procedure avoids current surges to LVB, its lifetime will be extended [2]. A bidi-

rectional and an unidirectional DC-DC converter are necessary to interface the battery and fuel cell with the bus, respectively, because its output voltage change under operation. These converts can be isolated or non-isolated. Although non-isolated converters present fewer components, galvanic isolation is necessary when: high-voltage and low-voltage sources negative poles cannot be connected or its voltage ratio is high enough that let semiconductors simultaneously handle high voltage and current [4].

Several isolated bidirectional converter topologies have been studied to interface a low voltage battery bank to a high voltage dc bus such as dual active bridge (DAB) types [5, 6] and current-fed half/full-bridge/push-pull types [7–10]. Figures 2 (a) and (b) shows a DAB and a current-fed push-pull topology, respectively.

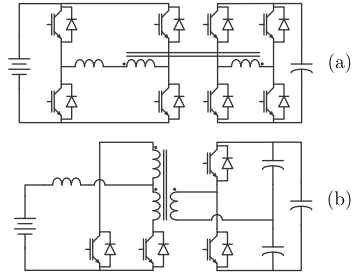


Fig. 2. : (a) DAB and (b) current-fed push-pull.

The first type shows advantages such as first-order dynamics, high-power density and few components [11, 12] but presents the disadvantage of voltage source characteristics at both sides. The second type presents current-fed at battery side which let it drain low ripple current from the battery, protects low voltage side transistors from current surge and transformer from unbalanced flux [13] when power flow direction is from battery to dc bus. On the other hand, when reverse power flow is established, high voltage side transistors and transformer do not show such protections.

In this paper, a isolated bidirectional dc-dc current-fed topology based on the unidirectional current-fed flyback-push-pull converter [14] will be proposed. Expected features are:

- Current-fed characteristic and low current ripple at both sides;

- reduced passive components and;
- high-efficiency.

II. PROPOSED CONVERTER

Figure 3 shows the proposed converter topology. The converter is composed by:

- a flyback transformer, windings L_{FBp} and L_{FBs} ;
- a push-pull transformer, windings L_{PPp1} , L_{PPp2} , L_{PPs1} and L_{PPs2} , and;
- four bidirectional-current unidirectional voltage switches, two for each side.

Both transformers have the same secondary-primary winding turns ratio a .

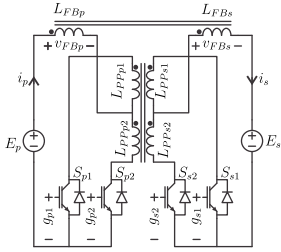


Fig. 3. : Proposed bidirectional topology.

III. OPERATION MODES

The modulation strategy consists of commanding transistors T_{p1} and T_{p2} by two signals with duty cycle D and shifted by half switching period. T_{s1} and T_{s2} commanding signals are complementary with T_{p2} and T_{p1} ones, respectively. Although it is required dead time between T_{p1} and T_{s2} and between T_{p2} and T_{s1} signals, there is no need for dead time or overlapping for transistor commanding signals from the same side. Duty cycle can vary from zero to one, hence, there are two operation modes: one in which the primary transistor commanding signals are non-overlapped, and another, in which they are. Since it is a bidirectional converter, for each mode mentioned before, there are two sub-modes depending on power flow directional. Table I presents these modes.

TABLE I
Operation modes.

Power Flow	$0 < D < 0,5$	$0,5 < D < 1$
Primary to secondary	Buck _{p→s}	Boost _{p→s}
Secondary to primary	Boost _{s→p}	Buck _{s→p}

The subscriptions p and s indicate primary and secondary sides, respectively. The Buck and Boost analogy is used since proposed converter presents similar pulsed or continuous current characteristics at input or output.

Although there are four operation modes, only Buck_{p→s} and Boost_{p→s} modes will be described due to converter input-output symmetry. Still, in the following description, switches will be considered ideal and transformers self inductance very

high. It will be described only the first half switching period since the other half is analogous. In the topological state illustrations, a circle at the transistor gate will be used as symbol to represent that it is enabled.

A. Buck_{p→s} Mode

First stage: The transistor T_{p1} and T_{s1} are enabled but due to the current i_s direction, D_{s1} conducts instead of T_{s1} . Transistors T_{p2} and T_{s2} are disabled. Figure 4 (a) shows this topological state.

Second stage: At $t = D \cdot T_s$, transistors T_{p1} turns off, T_{s2} turns on and T_{p2} and T_{s1} keep the previous state. Although T_{s1} and T_{s2} states are both on, the current i_s flows through D_{s1} and D_{s2} . Figure 4 (b) presents this topological state.

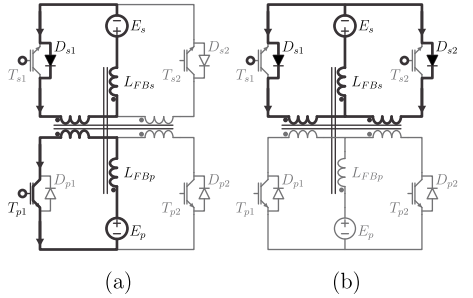


Fig. 4. : (a) First and (b) second stage in Buck_{p→s} mode.

Figure 5 shows the main waveforms for the Buck_{p→s} operation mode.

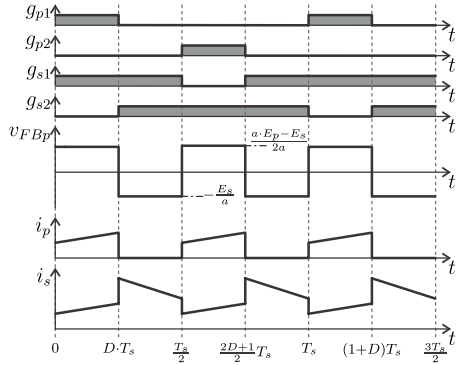


Fig. 5. : Waveforms for Buck_{p→s} mode.

B. Boost_{p→s} Mode

First stage: The transistors T_{p1} and T_{p2} are enabled and half of current i_p flows through each one. Transistors T_{s1} and T_{s2} are disabled. Figure 6(a) presents the topological state in this stage.

Second stage: In $t = (2D - 1)T_s/2$, transistor T_{p2} turns off and transistor T_{s1} turns on. Although the transistor T_{s1} is enabled, current i_s flows through D_{s1} because of its direction. Figure 6(b) shows the topological state in the current stage.

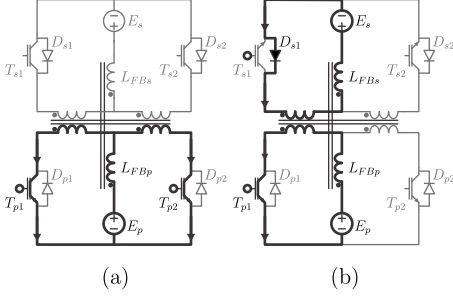


Fig. 6. : (a) First and (b) second stage in Boost_{p→s} mode.

Figure 7 presents the main waveforms for Boost_{p→s} operation mode.

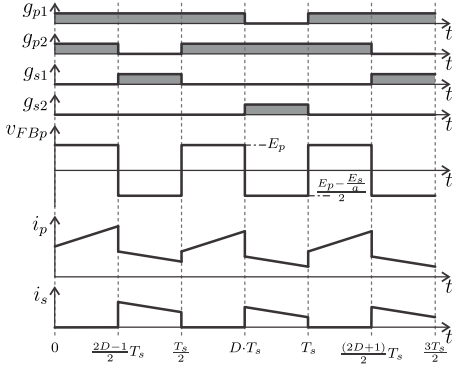


Fig. 7. : Waveforms for Boost_{p→s} mode.

IV. STATIC GAIN

Static gain is described by (1). Since the employed modulation strategy lets the converter operate only in continuous conduction mode, this characteristic is independent of load.

$$\frac{E_s}{E_p} = \frac{a \cdot D}{1 - D} \quad (1)$$

V. Passive components

The flyback primary winding self inductance and its normalized value are given by (2) and (3), respectively.

$$L_{FBp} = \frac{E_p^2}{P_o \cdot f_s \cdot \Delta i \%} \bar{L}_{FBp} \quad (2)$$

$$\bar{L}_{FBp} = \begin{cases} \frac{D^2(1-2D)}{2} & \text{if } 0 < D < 0.5 \\ \frac{2(1-D)}{D(2D-1)} & \text{if } 0.5 < D < 1 \end{cases} \quad (3)$$

The secondary winding self inductance are given by (4).

$$L_{FBs} = a^2 L_{FBp} \quad (4)$$

Equation (5) and (6) give the output capacitance and its normalized value, respectively.

$$C_o = \frac{P_o}{E_s^2 \cdot f_s \cdot \Delta V_o \%} \bar{C}_o \quad (5)$$

$$\bar{C}_o = \begin{cases} \frac{D(1-2D)}{2} & \text{if } 0 < D < 0.5 \\ \frac{2(1-D)}{D(2D-1)} & \text{if } 0.5 < D < 1 \end{cases} \quad (6)$$

Figure 8 shows the behavior of the normalized primary winding inductance and output capacitance against duty cycle.

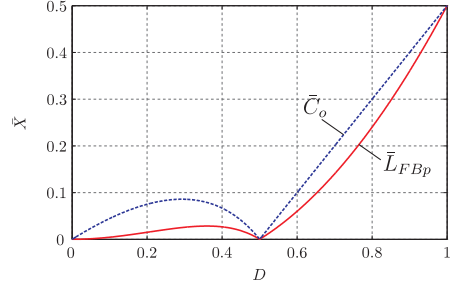


Fig. 8. : Normalized output capacitance and flyback inductance.

VI. SIMULATION RESULTS

The converter simulation will be realized to verify its operation in the modes described in section III. Since both modes transfer power from the primary to secondary side, the output voltage source E_s will be replaced by an RC load.

Table II shows two converter specifications design: one operating in Buck_{p→s} mode and other in Boost_{p→s} mode. Table III presents the flyback transformer self inductances, transformation ratio and output capacitance for each design.

TABLE II
Specification.

Description	Value
Input Voltage	250 (V)
Output Voltage	250 (V)
Nominal Power	2 (kW)
Switching Frequency	25 (kHz)
Duty cycle	40; 60 (%)
Current Ripple	10 (%)
Output voltage ripple	1 (%)

Figures 9 and 10 present Buck_{p→s} and Boost_{p→s} mode simulation results, respectively.

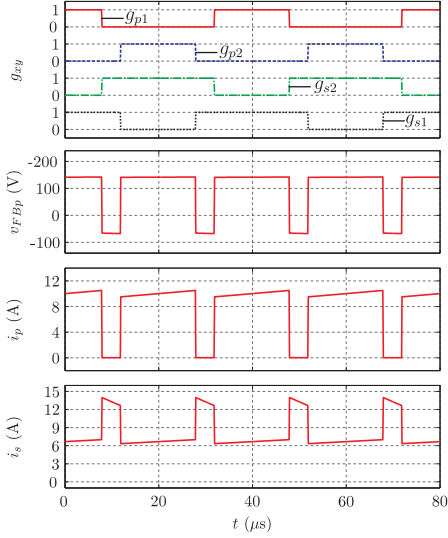


Fig. 9 : Simulation waveforms in Buck_{p→s} mode.

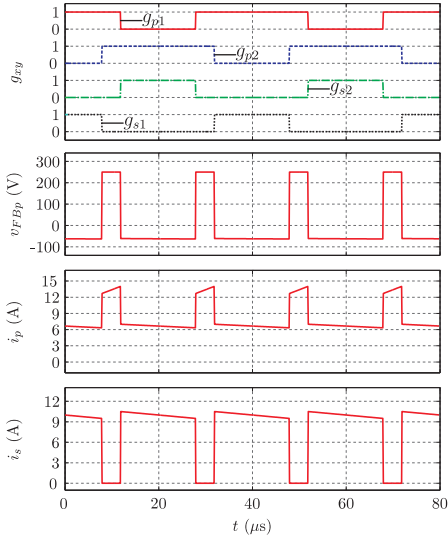


Fig. 10. : Simulation waveforms in Boost_{p→s} mode.

TABLE III
Converter designs.

Parameter	Buck _{p→s}	Boost _{p→s}
a	1.5	0.67
L_{FBp} (μH)	333.3	750
L_{FBs} (μH)	750	333.3
C_o (μF)	8.5	12.8

VII. EXPERIMENTAL RESULTS

A laboratory prototype was implemented with the specification presented at Table IV. Two semi-regenerative clamping circuits, one at primary side and another at secondary side, were designed due to the switches voltage stress produced by the interruption of transformer leakage inductance current. Figure 11 shows the converter schematic with the clamping circuits.

TABLE IV
Prototype specifications.

Parameter	Value
a	2
Primary Side Voltage	80 (V)
Secondary Side Voltage	160 (V)
Nominal Power	800 (W)
Switching Frequency	50 (kHz)
Duty cycle	45; 55 (%)
Current Ripple	10 (%)
Output voltage ripple	1 (%)
L_{FBp}	40 (μH)
L_{FBs}	160 (μH)
C_p	940 (μF)
C_s	690 (μF)

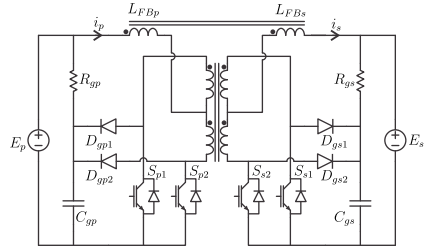


Fig. 11. : Converter schematic with clamping circuit.

Experimental results were obtained for two operation modes: Buck_{p→s} and Boost_{s→p}. Duty cycle was set at 45% for both cases. A 750 ns dead time was inserted between the transistors T_{p1} and T_{s2} command signals and transistors T_{p2} and T_{s1} . For each mode, the output voltage source was replaced by an RC load adjusted to dissipate the converter rated power and the input voltage source was regulated in order to have the nominal voltage at the load.

Figure 12 shows voltage and current waveforms of primary and secondary converter sides when operating at Buck_{p→s} operation mode. Channels 1 and 2 refers to v_p and v_s voltages while channels 3 and 4 to i_p and i_s currents. It is possible to observe that both currents are positive, indicating that the power comes from primary to secondary side.

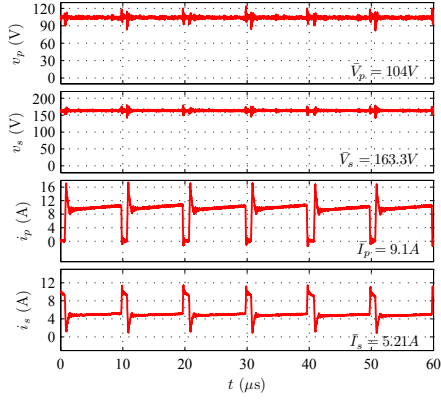


Fig. 12. : Experimental converter current and voltage waveforms in Buck_{p→s} operation mode.

In Figure 13, voltage and current waveforms of primary and secondary converter sides when operating at Boost_{s→p} operation mode are presented. Channels 1 and 2 refers to v_p and v_s voltages while channels 3 and 4 to i_p and i_s currents. In this case, both currents are negative indicating that the power comes from secondary to primary side.

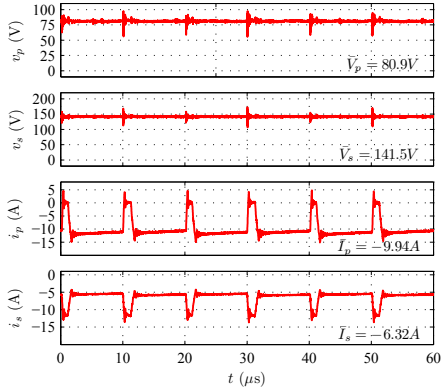


Fig. 13. : Experimental converter current and voltage waveforms in Boost_{s→p} operation mode.

Figures 14 and 15 show voltage and current waveforms of S_{p1} and S_{s2} switches for Buck_{p→s} and Boost_{s→p} operation modes, respectively. In both cases, channel 1 and 2 refers to the voltages v_{Tp1} and v_{Ts2} and channels 3 and 4 to its currents in the given order. Negative current value indicates that the current passes through the diode instead of the transistor. It is possible to verify that there are voltage spikes at switching

times at primary and secondary side transistors in both modes.

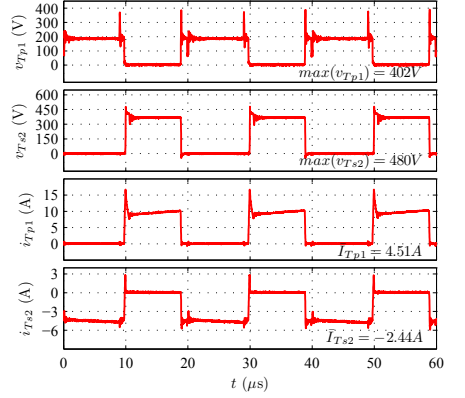


Fig. 14. : Experimental transistors current and voltage waveforms in Buck_{p→s} operation mode.

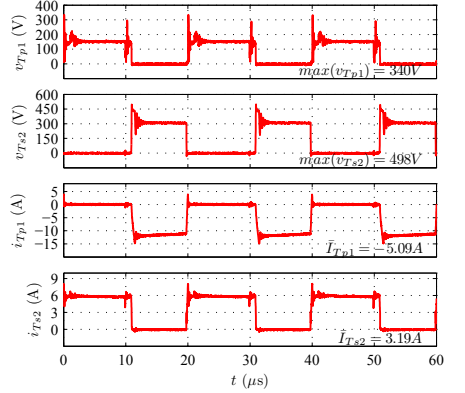


Fig. 15. : Experimental transistors current and voltage waveforms in Boost_{s→p} operation mode.

VIII. CONCLUSION

This paper has presented an isolated bidirectional converter based on the unidirectional current-fed flyback-push-pull topology.

By employing the presented modulation strategy, this converter preserves the main characteristics of unidirectional topology version operating in continuous conduction mode, including: operation modes, static gain and input/output current ripple, and show the possibility of synchronous rectification.

Expressions for passive components design were presented and verified that the flyback primary winding self inductance is minimized at duty cycle of 50 %.

Experimental results validated the possibility of bi-directional power flow between converter primary and secondary sides and evidenced the necessity of clamping circuit to limit voltage spikes on switches.

REFERENCES

- [1] T. Gilchrist, "Fuel cells to the fore [electric vehicles]," *IEEE Spectrum*, vol. 35, no. 11, pp. 35–40, Nov. 1998.
- [2] J. Bauman and M. Kazerani, "A comparative study of fuel-cell-battery, fuel-cell-ultracapacitor, and fuel-cell-battery-ultracapacitor vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, no. 2, pp. 760–769, 2008.
- [3] T. Bhattacharya, V. Giri, K. Mathew, and L. Umanand, "Multiphase bidirectional flyback converter topology for hybrid electric vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 1, pp. 78–84, 2009.
- [4] J.-S. Lai and D. Nelson, "Energy management power converters in hybrid electric and fuel cell vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 766–777, 2007.
- [5] F. Krismer, S. Round, and J. Kolar, "Performance optimization of a high current dual active bridge with a wide operating voltage range," in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, 2006, pp. 1–7.
- [6] J. Walter and R. De Doncker, "High-power galvanically isolated dc/dc converter topology for future automobiles," in *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, vol. 1, 2003, pp. 27–32 vol.1.
- [7] F. Peng, H. Li, G.-J. Su, and J. Lawler, "A new zvs bidirectional dc-dc converter for fuel cell and battery application," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 1, pp. 54–65, 2004.
- [8] S.-J. Jang, T.-W. Lee, W.-C. Lee, and C.-Y. Won, "Bi-directional dc-dc converter for fuel cell generation system," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 6, 2004, pp. 4722–4728 Vol.6.
- [9] L. Zhu, "A novel soft-commutating isolated boost full-bridge zvs-pwm dc-dc converter for bidirectional high power applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 2, pp. 422–429, 2006.
- [10] T. Mishima and E. Hiraki, "Zvs-sr bidirectional dc-dc converter for supercapacitor-applied automotive electric energy storage systems," in *2005 IEEE Conference Vehicle Power and Propulsion*, 2005, p. 6 pp.
- [11] A. Alonso, J. Sebastian, D. Lamar, M. Hernando, and A. Vazquez, "An overall study of a dual active bridge for bidirectional dc/dc conversion," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, 2010, pp. 1129–1135.
- [12] G. Guidi, M. Pavlovsky, A. Kawamura, T. Imakubo, and Y. Sasaki, "Efficiency optimization of high power density dual active bridge dc-dc converter," in *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, 2010, pp. 981–986.
- [13] A. I. Pressman, *Switching Power Supply Design*. McGraw-Hill Professional, 1991.
- [14] D. Ruiz-Caballero and I. Barbi, "A new flyback-current-fed push-pull dc-dc converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 6, pp. 1056–1064, Nov. 1999.

BIDIRECTIONAL FLYBACK-PUSH-PULL DC-DC CONVERTER

Eduardo Valmir de Souza, Ivo Barbi

Federal University of Santa Catarina - Power Electronic Institute - Florianópolis, SC - Brazil

email: eduardovs@inep.ufsc.br, ivobarbi@inep.ufsc.br

Abstract - This paper presents a bidirectional flyback-push-pull dc-dc converter. The main characteristics of the proposed converter are galvanic isolation by high-frequency transformers, high efficiency, reduced number of components and low current ripple at both the input and output DC power supplies. The typical applications include isolated bidirectional interface between two low voltage DC buses, where low current ripple is required. The study presents theoretical analysis, design example and experimental data for an 800 W, 80 VDC input, 160 VDC output and 50 kHz of switching frequency, on the laboratory prototype. The measured performance and theoretical predictions were in good agreement.

Keywords – High-Current, Isolated, Low-Current Ripple, Low-Voltage, Push-Pull, Simmetrical Bidirectional Dc-Dc Converter.

NOMENCLATURE

α	Subscript indicating transformer side, p for primary and s for secondary
a	Secondary-Primary winding turns ratio
$carrier_x$	Carrier signal relating to g_{px}
$C_{g\alpha}$	Clamping circuit capacitor of α side
D	Duty cycle
$D_{g\alpha k}$	Clamping circuit diode k of α side
$D_{\alpha k}$	Diode of switch $S_{\alpha k}$
E_{α}	Voltage Source of α side
f_s	Switching frequency
$g_{\alpha k}$	Transistor $T_{\alpha k}$ gating signal
i_{α}	Current through E_{α} source
I	Current level value of i_p
ΔI	Current ripple
$i_{s,ref}$	Reference signal of i_s
k	Numeric subscript
$L_{FB\alpha}$	Flyback winding of α side
$L_{PP\alpha k}$	Push-Pull winding k of α side
$l_{FB\alpha}$	Leakage inductance of $L_{FB\alpha}$ winding
$l_{P\alpha k}$	Leakage inductance of $L_{PP\alpha k}$ winding
m	Modulating signal
p_{con}	Power processed by the converter
p_{FB}	Power processed by flyback transformer
q	Static gain
$R_{g\alpha}$	Clamping circuit resistor of α side
$S_{\alpha k}$	Switch k of α side
T_{FB}	Flyback transformer

T_{PP}	Push-Pull transformer
T_s	Switching period
$T_{\alpha k}$	Transistor of switch $S_{\alpha k}$
Δt	Duration of operation stage
$V_{S_{xy,max}}$	Theoretical maximum voltage across S_{xy} switch
$x_{(n)}$	Value of x during stage n
$\langle x \rangle$	Average value of x over half-switching period
\bar{X}	Normalized value of X
$X_{[n]}$	Magnitude of the n th harmonic of X
X_o	Value of X in a given operation point
ΔX	Variation of X around X_o

I. INTRODUCTION

The electrical load of conventional automobile has increased over the recent years due to the improve of passenger conveniences, such as air conditioner and audio system, and safety, e.g. electric assist steering and ABS brake system, to a degree that the current 14 V electrical power system can no longer meet the energy demand of the vehicle [1], [2]. A new power system has already been proposed to increase the voltage bus to 42 V [3] but this change cannot be done immediately since most of the automotive devices are rated to the current power system voltage. Therefore, a provisional power system with two voltage buses, 14 and 42 V, is necessary to enable this transition. A possible power system architecture is to employ one battery with each rated voltage. Higher power loads, alternator and starter motor are connected to the 42 V battery and lower power loads to the 14 V battery. A bidirectional dc-dc converter is required to interface the two buses in order to: 1) charge the low voltage battery and 2) transfer power from low voltage battery to high voltage bus during critical events such as starting of the internal combustion engine. Galvanic isolation between the two buses is an interesting property to avoid failures related to loss of common ground reference [4]. If the batteries and loads are connected to the same electrical point, a load reference loss establishes a circuit which the higher voltage battery charges the lower voltage one. Since the batteries are of different voltages levels, the batteries voltages will not be equalized and the charge process will continue until the low voltage battery will be overcharged. In this condition, the voltage polarity applied to the low voltage load is inverted. Additionally, low current ripple is required in both batteries to prevent decrease of its life span. These two features are dependable by the choice of the bidirectional dc-dc converter.

Several isolated bidirectional converters were proposed in the recent years that can be employed to aforementioned application. The dual active bridge (DAB) [5], the dual half-bridge (DHB) and their topological variations [6] usually are very interesting options for high voltage buses, about 400 V,

since they present soft switching, high efficiency and high power density. However, filters are necessary at input and output to reduce current ripple and its efficiency decreases for low voltage and high current applications due to the large amount of reactive power that circulates inside the converter. Modulation strategies [7]–[11], design methodologies [12]–[14] and adaptive circuitry [15] were proposed to minimize reactive power at the cost of increasing operation principle complexity. Full-bridge, half-bridge and push-pull topologies [16]–[20] are alternatives to reduce current ripple and present low current ripple in one of the side but still requires a current filter for the other side. This current ripple can be minimized if the duty cycle range is restricted to a region near to the value which occurs zero current ripple. Normally, this value is also the theoretical upper limit and it is not feasible due to prevent short circuit with the transistors and voltage source. Hence, operation with zero current ripple in both sources is not possible. The bidirectional Cuk converter [21], [22] presents low current ripple at both input and output but its efficiency decreases for higher power applications. Moreover, all the topologies above mentioned requires a bulky dc blocking capacitor or an active winding current control to prevent transformer saturation.

In this research, an isolated bidirectional flyback-push-pull dc-dc converter topology is proposed. Thereby, it has some desirable advantages as compared with the solutions mentioned above, namely (a) two switches in each side with a common gate reference; (b) distributed current stress among switches; (c) no need for split dc capacitor; (d) only two switches in the current path and (e) inherent protection against push-pull transformer core saturation in both power flow directions. As the proposed circuit belongs to the push-pull family, the theoretical voltage across the power switches is approximately the double of the DC voltage of the related voltage source; therefore, it is not appropriate for high voltage applications. Thus, as it will be demonstrated hereafter, it is suitable for low voltage and high current applications.

II. PROPOSED CONVERTER AND OPERATION PRINCIPLE

Figure 1 shows the power stage diagram of the proposed flyback-push-pull converter topology, along with typical gate signals. A modulating signal m is compared to two sawtooth waveforms signals phased by each other by 180° , $carrier_1$ and $carrier_2$, to generate transistors gating signals. Both transformers have the same secondary-primary windings turns ratio a .

The modulation strategy consists of gating transistors T_{p1} and T_{p2} by two signals, g_{p1} and g_{p2} , with the same duty cycle, D , and frequency, f_s , but shifted by half the switching period. Transistor T_{s1} and T_{s2} gating signals, g_{s1} and g_{s2} , are complementary with T_{p2} and T_{p1} ones, respectively. Although dead time between the g_{p1} and g_{s2} signals is needed as well as between the g_{p2} and g_{s1} signals, it is not required between transistors gating signals from the same side. The duty cycle can vary from zero to unity, hence, and there are two operation modes: one in which the primary transistor gating signals are not overlapped and another, in which they are. Since this is

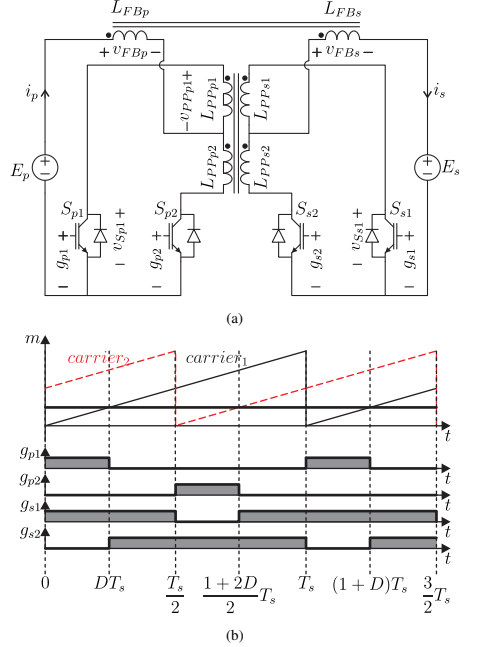


Fig. 1. (a) Power stage diagram of the proposed isolated bidirectional dc-dc converter and (b) the corresponding typical modulator waveforms.

a bidirectional converter, there are two sub-modes depending on the power flow directional to each mode above mentioned. Table I defines these operation modes.

TABLE I
Operation Modes

Power Flow	$0 < D < 0.5$	$0.5 < D < 1$
Primary to secondary	Buck _{p→s}	Boost _{p→s}
Secondary to primary	Boost _{s→p}	Buck _{s→p}

The buck and boost analogies are used since this converter presents similar pulsed or continuous current characteristics at the input and output.

Although there are four operation modes, only Buck_{p→s} and Boost_{p→s} modes will be described herein due to the converter input-output symmetry. However, in the following description, the switches will be considered ideal, and also, transformers have very high magnetizing inductance. Only the first half switching period will be described as the other half is analogous. In the illustrations of the topological state, a circle at the transistor gate will be used as the symbol that represents it is enabled.

A. Buck_{p→s} Operation Mode

First stage: at the instant $t = 0$, transistors T_{p1} and T_{s1} are enabled, but due to the current i_s direction, diode D_{s1} conducts instead of T_{s1} . Transistors T_{p2} and T_{s2} are disabled. Current flows through both flyback windings. Figures 2 (a) and (c) show this topological state and its equivalent circuit referred to the secondary side. Figure 2(c) demonstrates that the difference between the sources voltages is applied on the windings. Half of this value is applied to each winding since both transformers have the same secondary-primary windings turns ratio. The v_{PPp1} voltage is the difference between v_{FBp} and E_p . Therefore v_{Sp2} is twice this value and v_{Ss2} is equal to this value referred to the secondary side.

Second stage: at the instant $t = DT_s$, transistor T_{p1} is turned off and T_{s2} turned on, while T_{p2} and T_{s1} maintain their previous state. Although T_{s1} and T_{s2} are both gated on, the current i_s flows through diodes D_{s1} and D_{s2} . This current also flows through the flyback transformer secondary winding, and its value is twice the value at the end of the previous stage due to the magnetic flux conservation. Figures 2(b) and (d) show this topological stage and its equivalent circuit referred to the secondary side, respectively. In this case, as it can be seen in Figure 2(d), the secondary source voltage is only applied across L_{FBs} , and the primary source does not affect the windings voltages. The voltages across the push-pull transformer windings are zero. As a consequence, voltages v_{Sp1} and v_{Sp2} are the sum of E_p and the secondary source voltage referred to the transformer primary side.

Figure 3 shows the relevant waveforms for the converter operating in Buck_{p→s} mode.

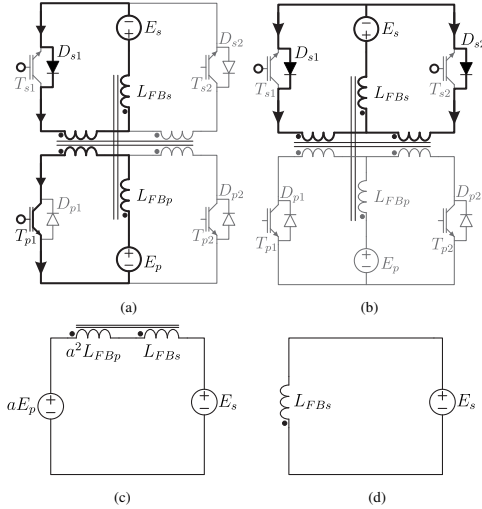


Fig. 2. (a) First operation stage and (c) its equivalent circuit in Buck_{p→s} operation mode. (b) Second operation stage and (b) its equivalent circuit in Buck_{p→s} operation mode.

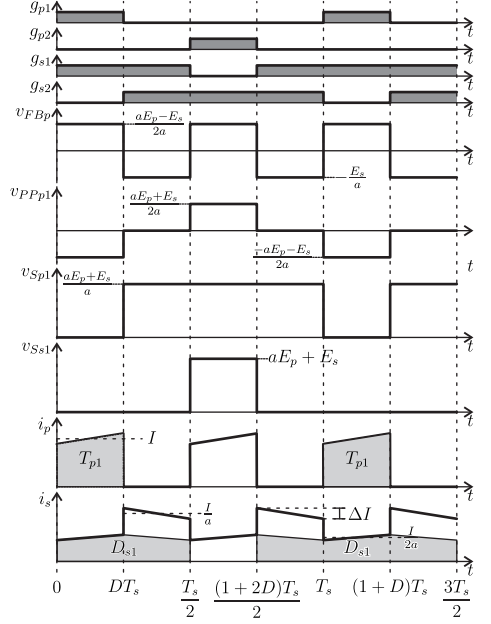


Fig. 3. Main theoretical waveforms for Buck_{p→s} operation mode.

B. Boost_{p→s} Operation Mode

First stage: this operation stage begins at the instant $t = T_s/2$, transistors T_{p1} and T_{p2} are enabled, and each one starts conducting half of the transformer primary current i_p . Transistors T_{s1} and T_{s2} are disabled. Figures 4(a) and (c) show this topological state and the equivalent circuit referred to the primary side, respectively. Figure 4(c) depicts that E_p voltage is entirely applied on flyback winding L_{FBp} and the E_s voltage does not have influence on the windings voltages. The voltage across the push-pull transformer windings are null and therefore v_{Ss1} and v_{Ss2} are equal to the voltage sum of E_s and the E_p referred to the secondary side.

Second stage: at the instant $t = (2D - 1)T_s/2$, transistor T_{p2} is turned off and transistor T_{s1} is turned on. Although transistor T_{s1} is enabled, current i_p flows through diode D_{s1} . The current i_p is reduced to half of its previous value in order to maintain the magnetic flux unchanged, through the flyback transformer core. Figure 4(b) shows the topological state and Figure 4(d) illustrates its equivalent circuit referred to the primary side. According to Figure 4(d), the difference between the sources voltages is imposed across the transformer windings, like in the first stage of the Buck_{p→s} operation mode. Thereby, the v_{Sp2} and v_{Ss2} have the same values like in the Buck_{p→s} operation mode case.

Figure 5 shows the main waveforms for the converter operating in Boost_{p→s} mode.

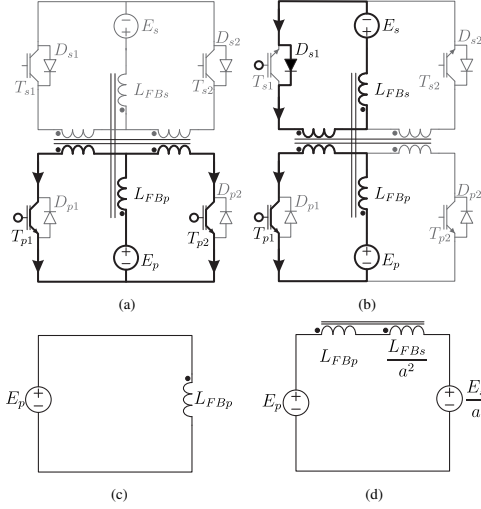


Fig. 4. (a) First operation stage and (c) its equivalent circuit in $\text{Boost}_{p \rightarrow s}$ operation mode. (b) Second operation stage and (b) its equivalent circuit in $\text{Boost}_{p \rightarrow s}$ operation mode.

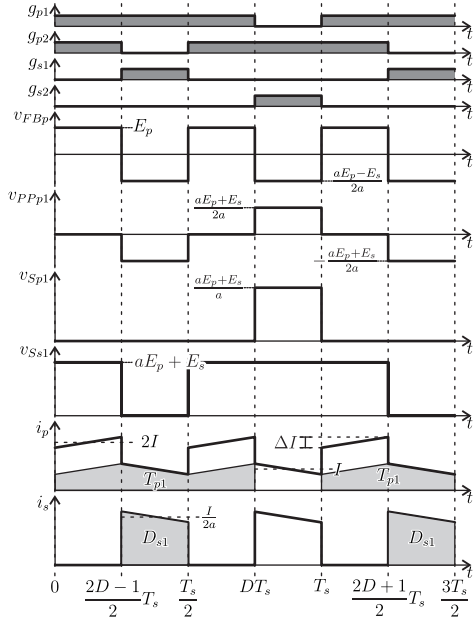


Fig. 5. Main theoretical waveforms for $\text{Boost}_{p \rightarrow s}$ operation mode.

III. STEADY STATE QUANTITATIVE ANALYSIS

In this section, besides the static gain, maximum voltage across semiconductors, power transferred by the flyback transformer and primary and secondary current harmonic components are presented as function of the duty cycle.

A. Static Gain

In the steady state operation, the average flyback winding voltage is zero over a switching period interval and this restriction is used to determine the converter static gain. As stated before, this converter operates in four operation modes depending on the power flow and duty cycle value. The power flow does not affect the flyback windings voltage waveforms and, therefore, it will not be considered. Hence, only the duty cycle will be taken into account. The average value of the voltage v_{FBp} , according to Figures 3 and 5, can be represented by:

$$\frac{2}{T_s} (v_{FBs(1)} \Delta t_{(1)} + v_{FBs(2)} \Delta t_{(2)}) = 0. \quad (1)$$

Substituting the values given in Figure 3, into (1), yields:

$$\frac{2}{T_s} \left(\frac{aE_p - E_s}{2a} DT_s - \frac{E_s}{a} \frac{2D-1}{2} T_s \right) = 0. \quad (2)$$

After appropriate algebraic manipulation, static gain in $\text{Buck}_{p \rightarrow s}$ and $\text{Boost}_{s \rightarrow p}$ operation modes can be obtained and it is given by:

$$q(D) = \frac{E_s}{E_p} = a \frac{D}{1-D}. \quad (3)$$

For $\text{Boost}_{p \rightarrow s}$ and $\text{Buck}_{s \rightarrow p}$ operation modes cases, this procedure can be replicated by employing Figure 5. The result is the same as shown by (3).

The normalized static gain, shown by (4), is obtained dividing $q(D)$ by a , so that:

$$\bar{q}(D) = \frac{D}{1-D}. \quad (4)$$

B. Voltage Stress Across Semiconductors

According to the waveforms depicted in Figures 3 and 5, the maximum voltages across primary and secondary side switches are given respectively by:

$$V_{Spk,max} = \frac{aE_p + E_s}{a} \quad (5)$$

$$V_{Ssk,max} = aE_p + E_s. \quad (6)$$

Equation (7) is obtained by isolating E_s in (3) and replacing it into (5).

$$V_{Spk,max} = \frac{E_p}{1-D} \quad (7)$$

The maximum voltage across secondary switches can be rewritten as function of duty cycle and secondary source voltage by isolating E_p in (3) and substituting it into (6), so that:

$$V_{Ssk,max} = \frac{E_s}{D}. \quad (8)$$

The normalized maximum voltage across primary and secondary switches, represented by (9) and (10) respectively, are obtained dividing V_{Spk} by E_p and V_{Ssk} by E_s .

$$\bar{V}_{Spk,max} = \frac{1}{1-D} \quad (9)$$

$$\bar{V}_{Ssk,max} = \frac{1}{D} \quad (10)$$

C. Power Transferred by Flyback Transformer

The power transferred by the flyback transformer, $\langle p_{FB} \rangle$, in Buck_{p→s} and Boost_{p→s} operation modes is determined in this subsection. Primary and secondary current ripple, ΔI , is disregarded. Also, the intermediary steps are not presented for the sake of simplicity.

The power processed by the converter in both operation modes is calculated by:

$$\begin{aligned} \langle p_{con} \rangle &= \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} E_p i_p dt \\ \langle p_{con} \rangle &= 2DE_p I. \end{aligned} \quad (11)$$

The average power transferred by the flyback transformer is determined by:

$$\begin{aligned} \langle p_{FB} \rangle &= \left| \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} v_{FBp} i_p dt \right| \\ \langle p_{FB} \rangle &= \begin{cases} E_p I \frac{1-2D}{D(1-D)} & \text{if } D < 0.5 \\ E_p I (2D-1) & \text{if } D > 0.5 \end{cases}. \end{aligned} \quad (12)$$

The normalized power transferred by the flyback transformer is obtained by dividing (12) by (11), and resulting in:

$$\bar{p}_{FB} = \begin{cases} \frac{1-2D}{2D(1-D)} & \text{for } D < 0.5 \\ \frac{2D-1}{2D} & \text{for } D > 0.5 \end{cases}. \quad (13)$$

D. Primary and Secondary Current Harmonic Components

Primary current harmonic components are determined by:

$$|I_{p[n]}| = \left| \frac{4}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_p e^{-jn\frac{4\pi}{T_s}t} dt \right|$$

$$|I_{p[n]}| = \begin{cases} 2|I|D & \text{if } n = 0 \\ \frac{\sqrt{2}|I|}{\pi n} \sqrt{1 - \cos(n4\pi D)} & \text{if } n > 0 \end{cases}. \quad (14)$$

The normalized primary current harmonic components are obtained dividing (14) by the primary current average value, so that:

$$|\bar{I}_{p[n]}| = \frac{\sqrt{1 - \cos(n4\pi D)}}{\sqrt{2}\pi n D}. \quad (15)$$

The same procedure can be applied to the secondary current, resulting into:

$$|\bar{I}_{s[n]}| = \frac{\sqrt{1 - \cos(n4\pi(1-D))}}{\sqrt{2}\pi n(1-D)}. \quad (16)$$

Figure 6 shows the normalized static gain, normalized maximum voltage across semiconductors, normalized power transferred by flyback transformer and normalized harmonic components of the currents in primary and secondary sources versus duty cycle. As it can be noted, the current harmonic components magnitude and power transferred by flyback transformer is zero for duty cycle equal to 0.5. Thus, the primary and secondary current distortion is low, and the flyback transformer has reduced size if the converter operates near this duty cycle. The voltage across the semiconductors is also minimized for this operation point.

IV. COMPARISON BETWEEN THE PROPOSED CONVERTER AND THE CONVENTIONAL PUSH-PULL

A comparison between the proposed converter and the conventional push-pull converter will be presented in this section taking into account the source current ripple feature. The push-pull topology is chosen due to its similarities with the proposed converter: same number of switches and magnetic elements but the analysis is also valid to full-bridge and half-bridge topologies. The proposed converter input and output current ripple are null if the duty cycle is 50 %, as presented in Section III. However, this condition restrains the static gain to a constant value. Generally, the static gain must vary in a range due to source voltage variation and, consequently, the duty cycle also varies. This variance influences differently the current ripple of each converter.

In order to demonstrate this characteristic, two designs were made considering the application presented in Section I, one for each topology. The push-pull voltage source side is connected to the 42 volts battery and the current source side to the low voltage battery. In automotive applications, the battery voltage is around 13 volts but it may vary between 11 and 16 volts depending on the situation, i.e., the static gain varies between 0.261 to 0.381. The secondary-primary winding turns ratio is adjusted to let the converters operate in the best duty cycle zone from the current ripple point of

view. For both converters, this zone is near 50 %. In the case of the proposed converter, duty cycle can vary between 0.449 and 0.542 and, in the push-pull case, the theoretical interval is between 0.344 and 0.5. In practice, 50 % duty cycle must be avoided for push-pull to prevent short circuit between switches and voltage source, hence, the duty cycle upper limit must be lower than 50 % by a safety margin. In this design, a 5 % margin is employed, therefore, the push-pull duty cycle interval is between 0.3 and 0.45.

The push-pull low voltage side current will be considered ripple free. The push-pull high voltage side current waveform is similar to the proposed converter i_p current for duty cycle lesser than 50 %, therefore, (15) can be used to evaluate its current harmonic components. Figure 7 shows the fundamental harmonic component amplitude of the converters primary and secondary normalized current versus battery voltage variation. The *PP* and *FBPP* symbols refer to push-pull and the proposed converter caes, respectively.

In the case of the push-pull converter, the $\bar{I}_{s[1]}$ current has no ripple but $\bar{I}_{p[1]}$ current is almost unitary in the worst case scenario. On the other hand, the proposed converter input/output currents present around 20 % fundamental harmonic component amplitude. At least, one current filter is necessary for each case. This filter can be composed just of a capacitor connected in parallel with the battery and its capacitance is determined by the current harmonic spectrum. Higher current harmonic component amplitude requires higher capacitance and rated RMS current capacitor and, consequently, a more voluminous component. Hence,

although the proposed converter requires filters for both batteries, its total filter volume will be smaller than the volume of the push-pull filter since push-pull $\bar{I}_{p[1]}$ is larger than the sum of proposed converter $\bar{I}_{p[1]}$ and $\bar{I}_{s[1]}$ currents.

V. CURRENT CONTROL

In application where the converter interfaces two voltage sources, current control is necessary to establish the processed power value and its direction. Therefore, $\langle i_s \rangle$ current transfer function is essential and, thence, its deduction will be presented in this section.

Equation (17) represents the average value over half switching period of the voltage v_{FBs} .

$$\langle v_{FBs} \rangle = \frac{L_{FBs}}{a} \frac{d}{dt} (\langle i_p \rangle + a \langle i_s \rangle) \quad (17)$$

Equation (18) represents the converter static gain in terms of average input and output currents.

$$\langle i_p \rangle = \frac{a D_o}{1 - D_o} \langle i_s \rangle \quad (18)$$

Equation (19) is obtained by replacing (18) into (17).

$$\langle v_{FBs} \rangle = \frac{L_{FBs}}{1 - D_o} \frac{d \langle i_s \rangle}{dt} \quad (19)$$

The voltage $\langle v_{FBs} \rangle$ is also given by:

$$\langle v_{FBs} \rangle = \frac{E_s}{D_o} D - E_s. \quad (20)$$

Equation (21) is obtained by replacing (20) into (19) and manipulating it properly.

$$\frac{d \langle i_s \rangle}{dt} = \frac{1 - D_o}{L_{FBs}} \left(\frac{E_s}{D_o} D - E_s \right) \quad (21)$$

Current $\langle i_s \rangle$ and duty cycle D can be rewritten respectively as:

$$\langle i_s \rangle = \langle I_{so} \rangle + \Delta \langle i_s \rangle \quad (22)$$

$$D = D_o + \Delta D. \quad (23)$$

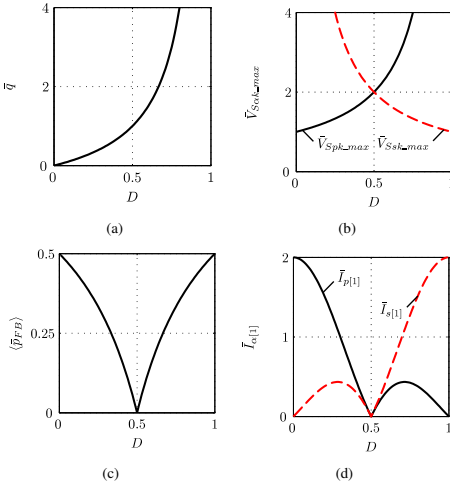


Fig. 6. (a) Normalized static gain, (b) normalized maximum voltage across primary and secondary side semiconductors, (c) normalized power transferred by flyback transformer and (d) normalized fundamental component of primary and secondary currents versus duty cycle.

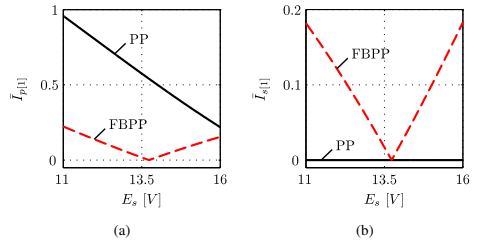


Fig. 7. Comparison between normalized fundamental harmonic component input/output current of the proposed converter and push-pull considering E_s voltage variation.

Equation (24) is obtained by replacing (22) and (23) into (21).

$$\frac{d\Delta \langle i_s \rangle}{dt} = \frac{1 - D_o}{D_o} \frac{E_s}{L_{FBs}} \Delta D \quad (24)$$

After the application of the Laplace transform, the transfer function is obtained by:

$$G(s) = \frac{\Delta I_s(s)}{\Delta D(s)} = \frac{1 - D_o}{D_o} \frac{E_s}{L_{FBs}} \frac{1}{s}. \quad (25)$$

Figure 8 depicts the control architecture that can be used to control current (i_s). The $C(s)$ block is the controller and can be a proportional-integral type since the transfer function, $G(s)$, presents just one pole and no zeros.

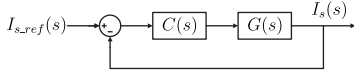


Fig. 8. Secondary current control diagram.

VI. EXPERIMENTAL RESULTS

A laboratory prototype with the specifications given in Table II was designed and built. The corresponding component parameters are given in Table III. Figure 9 shows the power stage diagram of the implemented prototype, with the inclusion of a semi regenerative clamping circuit used to limit the voltage spike across power semiconductors.

TABLE II
Laboratory Prototype Specifications

Parameter	Symbol	Value
Output Power	P_{con}	800 W
Primary Side Voltage	E_p	80 V
Secondary Side Voltage	E_s	160 V
Switching Frequency	f_s	50 kHz
Nominal duty cycle	-	0.5
Duty cycle range	-	0.45 to 0.55

TABLE III
List of Prototype Component Parameters

Component	Description
Secondary-primary turns ratio	$a = 2$
Flyback self-inductance	$L_{FBp} = 15.4 \mu\text{H}$, $L_{FBs} = 60, 54 \mu\text{H}$
Leakage inductances	$l_{FPp1} = 138 \text{ nH}$, $l_{FPs} = 550 \text{ nH}$, $l_{PPp1} = 0.505 \mu\text{H}$, $l_{PPp2} = 0.615 \mu\text{H}$, $l_{PPs1} = 2.02 \mu\text{H}$, $l_{PPs2} = 2.46 \mu\text{H}$
IGBT	S_{p1}, S_{p2} : IRGP50B60PD S_{s1}, S_{s2} : IRGP4PC30UD
Clamping circuit diodes	$D_{gp1}, D_{gp2}, D_{gs1}, D_{gs2}$: MUR160
Clamping circuit resistors	$R_{gp} = 10 \text{ k}\Omega$, $R_{gs} = 20 \text{ k}\Omega$
Clamping circuit capacitors	$C_{gp} = 470 \text{ nF}$, $C_{gs} = 470 \text{ nF}$

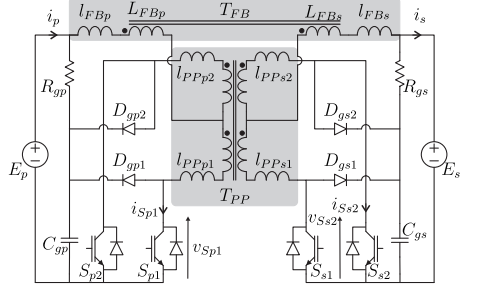


Fig. 9. Power stage diagram of the implemented laboratory prototype.

Figures 10 and 11 show the voltage and current waveforms of primary and secondary sources while the converter operates in Buck_{p→s} and Boost_{p→s} modes, respectively.

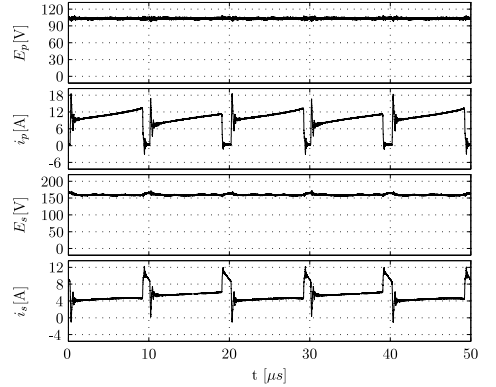


Fig. 10. Experimental voltages and currents waveforms of primary and secondary sources in Buck_{p→s} operation mode.

The secondary side source, E_s , was set to 160 V in both cases. The duty cycle was adjusted to 0.45 for the Buck_{p→s} mode case and 0.55 for the Boost_{p→s} mode case. The static gain experimentally obtained was 1.60 for Buck_{p→s} mode and 2.33 for Boost_{p→s} mode. According to (3), it was expected to be 1.64 and 2.44, respectively. These differences are caused by the power components losses that were not accounted in the analysis.

The expected normalized value of current $\bar{I}_{p[1]}$ was 0.219 for Buck_{p→s} mode and 0.179 for Boost_{p→s} mode. The experimental values were 0.238 and 0.180, respectively. The normalized current $\bar{I}_{s[1]}$ presented a similar behavior.

Figures 12 and 13 illustrate the voltage and current waveforms of T_{p1} and T_{s1} switches in the Buck_{p→s} and Boost_{p→s} mode, respectively. The clamping circuit limited the voltage across power semiconductors as expected. The current

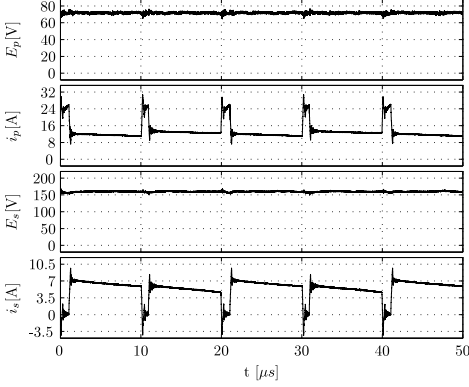


Fig. 11. Experimental voltages and currents waveforms of primary and secondary sources in $\text{Boost}_{p \rightarrow s}$ operation mode.

waveforms are very similar to those presented in Section II except for the non-idealities not accounted in the theoretical analysis.

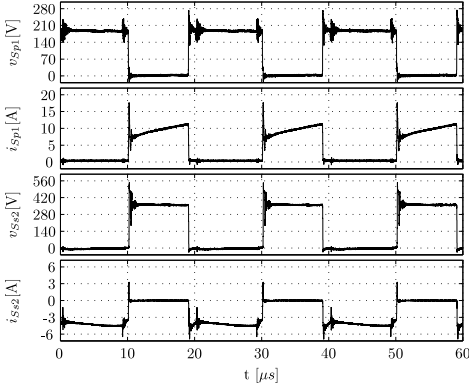


Fig. 12. Experimental waveforms of switches voltages and currents in $\text{Buck}_{p \rightarrow s}$ operation mode.

Figure 14 presents the efficiency curves for the $\text{Buck}_{p \rightarrow s}$, $\text{Boost}_{p \rightarrow s}$, $\text{Buck}_{s \rightarrow p}$ and $\text{Boost}_{s \rightarrow p}$ modes. The secondary voltage E_s was adjusted to 160 V in all tests, but the duty cycle was kept at 0.45 for the $\text{Buck}_{p \rightarrow s}$ and $\text{Boost}_{s \rightarrow p}$ operation modes, and 0.55 for the $\text{Boost}_{p \rightarrow s}$ and $\text{Buck}_{s \rightarrow p}$ operation modes. The maximum measured efficiency was 93.66 % and it occurred at 78 % of rated power in $\text{Buck}_{p \rightarrow s}$ operation mode.

A proportional-integral (PI) current controller, transfer function presented in (26), was designed and implemented in the laboratory prototype, with a phase margin, PM, of 70° and gain-crossover frequency, ω_c , of $2\pi 2000$ rad/s in order to verify the converter bi-directionality experimentally.

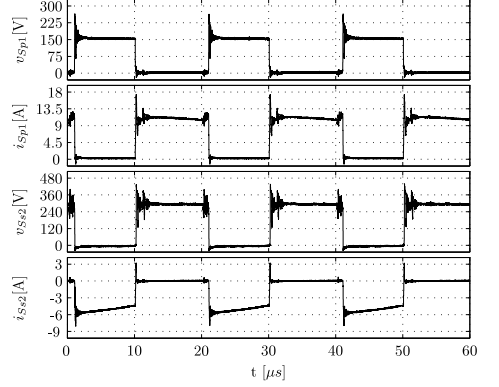


Fig. 13. Experimental waveforms of switches voltages and currents in $\text{Boost}_{p \rightarrow s}$ operation mode.

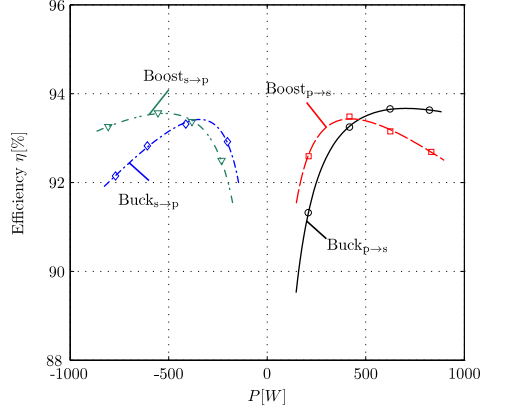


Fig. 14. Efficiency curves versus load power.

$$C(s) = K_{PI} \frac{s + Z_o}{s} \quad (26)$$

In first place, controller zero must be placed to establish the required phase margin at gain-crossover frequency. Its position is determined by (27).

$$Z_o = \frac{\omega_c}{\tan(PM + 270^\circ - \angle G(j\omega_c))} \quad (27)$$

$$Z_o = 2\pi 727 [\text{rad/s}]$$

Secondly, the K_{PI} , determined by (28), is adjusted to $|C(s)G(s)|$ have a unitary gain for $s = j\omega_c$.

$$K_{PI} = \frac{L_{FBS}}{E_s} \frac{\omega_c^2}{\sqrt{\omega_c^2 + Z_o^2}} \quad (28)$$

$$K_{PI} = 4.549 \times 10^{-3}$$

Figure 15 shows the current dynamic response, of the implemented converter, to a quasi-rectangular current reference, with amplitude of 5 A. According to the figure, power flows from 80 Vdc source to 160 Vdc source when the current is positive, and vice-versa. Therefore, the converter bidirectional power flow capability is fully demonstrated.

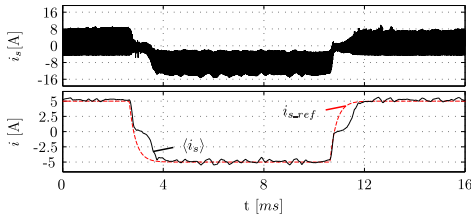


Fig. 15. Transient response of the converter to a quasi-rectangular current reference ($i_{s,ref}$), demonstrating the bidirectional power flow capability.

VII. CONCLUSION

The flyback push-pull bidirectional isolated dc-dc converter was addressed in this paper, with the intention to apply it in the control of the power flow between the sources of the dual low voltage systems. From the theoretical analysis and experimental studies conducted in the laboratory, it was possible to draw the following conclusions.

1. The experimental results agreed well with the results predicted in the analysis, both in steady state and transient operation;
2. Both the input and output current ripple, which are severe problems in low voltage and high current applications, are lower in comparison with the conventional isolated bidirectional dc-dc converters, such as the DAB family and conventional push-pull, full-bridge and half-bridge topologies;
3. The appropriate semi-regenerative clamping circuits can be used to protect the power semiconductors against over-voltages caused by the commutation and leakage inductances, instead of the complex clamping circuits, without sacrificing the converter efficiency;
4. The derived equations may be used to design a converter to comply with different specifications and applications.
5. As a fraction of the load power is processed by the flyback transformer, which has some offset current, more studies are necessary to compare the overall transformers size and volume, with pre-existing bidirectional topologies.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors would like to show their gratitude to Prof. Gierrri Waltrich for his assistance and suggestions in the process of paper revision.

REFERENCES

- [1] J. G. Kassakian. "Automotive electrical systems-the power electronics market of the future.", in *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol.1, pp. 3-9, 2000.
- [2] F. Wang, F. Zhuo, X. Wang, H. Guo, Z. Wang. "Bi-directional interleaving dc/dc converter used in dual voltage system for vehicle.", in *Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 1335-1339, 2009.
- [3] J. G. Kassakian, H.-C. Wolf, J. M. Miller, C. J. Hurton. "Automotive electrical systems circa 2005.", *Spectrum, IEEE*, vol. 33, no. 8, pp. 22-27, Aug, 1996.
- [4] P. Gresch. "42V-PowerNet: Status of Development, Requirements and Perspective". Springer Berlin Heidelberg, 2003.
- [5] R. W. DeDoncker, D. M. Divan, M. H. Kheraluwala. "A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications.", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63-73, Jan/Feb, 1991.
- [6] R. W. DeDoncker, M. H. Kheraluwala, and D. M. Divan. "Power conversion apparatus for dc/dc conversion using dual active bridges", US Patent 5027264, June, 1991.
- [7] B. Zhao, Q. Yu, W. Sun. "Extended-phase-shift control of isolated bidirectional dc-dc converter for power distribution in microgrid.", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4667-4680, Nov, 2012.
- [8] H. Bai, C. Mi. "Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge dc-dc converters using novel dual-phase-shift control.", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 6, pp. 2905-2914, Nov, 2008.
- [9] B. Zhao, Q. Song, W. Liu. "Power characterization of isolated bidirectional dual-active-bridge dc-dc converter with dual-phase-shift control.", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 9, pp. 4172-4176, Sept, 2012.
- [10] G. G. Oggier, G. O. Garcia, A. R. Oliva. "Switching control strategy to minimize dual active bridge converter losses.", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 7, pp. 1826-1838, July, 2009.
- [11] F. Krismer, J. W. Kolar. "Efficiency-optimized high-current dual active bridge converter for automotive applications.", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 7, pp.2745-2760, July, 2012.
- [12] R. T. Naayagi, A. J. Forsyth, R. Shuttleworth. "High-power bidirectional dc-dc converter for aerospace applications.", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4366-4379, Nov, 2012.
- [13] A. L. Kirsten, F. G. Carloto, T.H.de Oliveira, J.G.P. Roncalio, M.A. Dalla Costa. "Metodologia de projeto do ângulo de defasagem nominal para o conversor dab",

Eletrônica de Potência - SOBRAEP, vol. 19, no. 3, pp. 231-240, Aug, 2014.

- [14] W. M. dos Santos, D. C. Martins. "Introdução ao conversor dab monofásico.", *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 19, no. 1, pp. 36-46, Feb, 2014.
- [15] H. Fan, H. Li. "High-frequency transformer isolated bidirectional dc-dc converter modules with high efficiency over wide load range for 20 kva solid-state transformer.", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 12, pp. 3599-3608, Dec, 2011.
- [16] T. Mishima, E. Hiraki, M. Nakaoka. "A high frequency-link bidirectional dc-dc converter for super capacitor-based automotive auxiliary electric power systems.", *Journal of Power Electronics*, vol. 10, no. 1, pp. 595-606, Jan, 2010.
- [17] M. Jain, M. Daniele, P.K. Jain. "A bidirectional dc-dc converter topology for low power application.", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 4, pp. 595-606, Jul, 2000.
- [18] L. Zhu. "A novel soft-commutating isolated boost full-bridge zvs-pwm dc-dc converter for bidirectional high power applications.", in *Power Electronics Specialists Conference*, vol.3, pp. 2141-2146, 2004.
- [19] T. Wu, Y. Chen, J. Yang, C. Kuo. "Isolated bidirectional full-bridge dc - dc converter with a flyback snubber.", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no.7, pp. 1915-1922, July, 2010.
- [20] S. Jang, T. Lee, W. Lee, C. Won. "Bi-directional dc-dc converter for fuel cell generation system.", in *Power Electronics Specialists Conference*, pp.4722-4728, vol.6, 2004.
- [21] P. Jose, N. Mohan. "A novel zvs bidirectional cuk converter for dual voltage systems automobiles.", in *Industrial Electronics Society*, pp. 117-122 vol.1, 2003.
- [22] A. A. Aboulnaga, A. Emadi. "High performance bidirectional cuk converter for telecommunication systems.", in *Telecommunications Energy Conference*, pp. 182-189, 2004.

BIOGRAPHIES

Eduardo Valmir de Souza was born in Florianópolis, Brazil, in 1982. He received B.S. and M.S. degrees in electrical engineering from the Federal University of Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brazil, in 2007 and 2010, respectively. He is currently working toward a doctorate degree at the Power Electronics Institute/UFSC.

Ivo Barbi was born in Gaspar, Santa Catarina, Brazil, in 1949. He received the B.S. and M.S. degrees in electrical engineering from Federal University of Santa Catarina, Florianópolis, Brazil, in 1973 and 1976, respectively, and the Ph.D. degree from the Institut National Polytechnique de Toulouse, France, in 1979. Currently he is visiting professor in the Department of Automation and Systems of the Federal University of Santa Catarina (UFSC). He founded the Brazilian Power Electronics Society (SOBRAEP).

**APÊNDICE A – Modelagem Dinâmica da Planta de
Corrente do Conversor Proposto com Grampeamento
Passivo**

Na dedução do modelo dinâmico de $\langle i_p \rangle$ e $\langle i_s \rangle$ em função de Δd na subseção 2.2.6, foi considerado que a potência $\langle p_p \rangle$ é igual à $\langle p_s \rangle$. Esta equação é válida apenas em regime permanente. Quando há variação de corrente nos enrolamentos do indutor acoplado, haverá variação da energia armazenada no núcleo do magnético conforme apresentado em (A.1).

$$\langle p_p \rangle = \langle p_s \rangle + \langle p_{FB} \rangle \quad (\text{A.1})$$

Como as correntes nos enrolamentos do indutor acoplado também são as correntes da fonte, a variação destas decorre na variação da energia armazenada. Os termos da equação (A.1) referentes as fontes de alimentação são determinados por (A.2), (A.3).

$$\langle p_p \rangle = E_p \langle i_p \rangle \quad (\text{A.2})$$

$$\langle p_s \rangle = E_s \langle i_s \rangle \quad (\text{A.3})$$

A potência no indutor acoplado é calculado a partir da equação (A.4).

$$\langle p_{FB} \rangle = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} (v_{FBp} i_p + v_{FBs} i_s) d\tau \quad (\text{A.4})$$

Considerando que o valor das correntes dos enrolamentos são constantes ao longo da duração da etapa de operação, a equação (A.4) pode ser reescrita como (A.5).

$$\langle p_{FB} \rangle = \frac{2}{T_s} \sum_{n=1}^2 (v_{FBp(n)} i_{p(n)} + v_{FBs(n)} i_{s(n)}) \Delta t_{(n)} \quad (\text{A.5})$$

A Tabela 28 apresenta os valores das correntes nos enrolamentos em cada etapa de operação para os modos de operação Buck_{p→s} e Boost_{p→s}.

Substituindo estes valores em (A.5), obtém-se o valor médio quase-instantâneo da potência do indutor acoplado em (A.6). Esta expressão é válida para os quatros modos de operação do conversor.

Tabela 28. Correntes i_p e i_s em função dos patamares de corrente I_A e I_B e duração das etapas de operação.

	Buck_{p→s}		Boost_{p→s}	
n	1	2	1	2
$i_{p(n)}$	$a \frac{I_B}{2}$	0	I_A	$\frac{I_A}{2}$
$i_{s(n)}$	$\frac{I_B}{2}$	I_B	0	$\frac{I_A}{2a}$
$\Delta t_{(n)}$	dT_s	$\frac{1-2d}{2}T_s$	$\frac{2d-1}{2}T_s$	$(1-d)T_s$

$$\langle p_{FB} \rangle = E_s \langle i_s \rangle \frac{D-d}{d-1} \quad (\text{A.6})$$

A relação entre os valores médios quase-instantâneos das fontes é obtida em (A.7) substituindo as equações (A.2), (A.3) e (A.4) em (A.1) e isolando $\langle i_p \rangle$.

$$\langle i_p \rangle = a \frac{d}{1-d} \langle i_s \rangle \quad (\text{A.7})$$

O valor médio quase-instantâneo do fluxo no enrolamento secundário do indutor acoplado é calculado a partir da equação (A.8).

$$\langle \phi_{FBs} \rangle = \frac{L_{FBs}}{a} \langle i_p \rangle + L_{FBs} \langle i_s \rangle \quad (\text{A.8})$$

Substituindo (A.7) em (A.8), obtém-se a equação (A.9).

$$\langle \phi_{FBs} \rangle = L_{FBs} \frac{\langle i_s \rangle}{1-d} \quad (\text{A.9})$$

O termo $\frac{1}{1-d}$ pode ser linearizado conforme apresentado em (A.10) e $\langle i_s \rangle$ pode ser decomposto em duas componentes conforme em (A.11).

$$\frac{1}{1-d} \approx \frac{1}{1-D} + \frac{\Delta d}{(1-D)^2} \quad (\text{A.10})$$

$$\langle i_s \rangle = \langle I_s \rangle + \Delta \langle i_s \rangle \quad (\text{A.11})$$

Substituindo (A.10) e (A.11) em (A.9) e diferenciando o resultado em relação ao tempo, obtém-se, em (A.12), a derivada do fluxo no enrolamento secundário do indutor acoplado em relação ao tempo. Os termos de segunda ordem são desprezados.

$$\frac{d\langle \phi_{FBs} \rangle}{dt} \approx L_{FBs} \left(\frac{\langle I_s \rangle}{(1-D)^2} \frac{d\Delta d}{dt} + \frac{1}{1-D} \frac{d\langle i_s \rangle}{dt} \right) \quad (\text{A.12})$$

As equações (A.13) e (A.14) são deduzidas na subseção 2.2.6. Substituindo (A.13) e (A.12) em (A.14), obtém-se a equação (A.15).

$$\left\langle \frac{d\phi_{FBs}}{dt} \right\rangle = \frac{E_s}{D} \Delta d \quad (\text{A.13})$$

$$\left\langle \frac{d\phi_{FBs}}{dt} \right\rangle = \frac{d\langle \phi_{FBs} \rangle}{dt} \quad (\text{A.14})$$

$$L_{FBs} \left(\frac{\langle I_s \rangle}{(1-D)^2} \frac{d\Delta d}{dt} + \frac{1}{1-D} \frac{d\langle i_s \rangle}{dt} \right) = \frac{E_s}{D} \Delta d \quad (\text{A.15})$$

Aplicando a transformada de Laplace em (A.15) e isolando $\frac{I_{s(s)}}{\Delta D(s)}$, obtém-se em (A.16), a função de transferência do valor médio quase-instantâneo da corrente do enrolamento secundário em função da razão cíclica.

$$\frac{I_{s(s)}}{\Delta D(s)} = \frac{1-D}{D} \frac{E_s}{L_{FBs}} \frac{1-s \frac{D}{(1-D)^2} \frac{L_{FBs} \langle I_s \rangle}{E_s}}{s} \quad (\text{A.16})$$

Observa-se que há um zero neste modelo cuja posição varia com o ponto de operação da razão cíclica assim como a corrente processada pelo conversor. Além disso, dependendo do fluxo de energia, esse zero pode posicionar-se no lado direito ou esquerdo do plano complexo. Para esclarecer isso, o modelo será validado por simulação para vários pontos de operação. As especificações do conversor a ser simulado são

apresentadas na Tabela 29 .

Tabela 29. Especificação do conversor e condições de simulação.

Parâmetro	Valor
Tensão da Fonte do Lado Primário	100 [V]
Tensão da Fonte do Lado Secundário	100 [V]
Indutância própria do Indutor acoplado	200 [μ H]
Frequência de Chaveamento	50 [kHz]
Relação de espiras	1
Razão cíclica nominal	50 [%]
Potência nominal	1000 [W]

Nas Figura A.1 e Figura A.2 são ilustrados os diagramas de Bode de $\langle i_s \rangle$ em função de Δd para os casos em que o conversor processa 100 e 50 [%] da potência nominal no sentido do lado primário para o secundário, respectivamente. Nestes casos, o zero da planta está localizado no lado direito do plano complexo na frequência de 3,9 [kHz] para potência nominal e em 7,9 [kHz] para 50 % da carga.

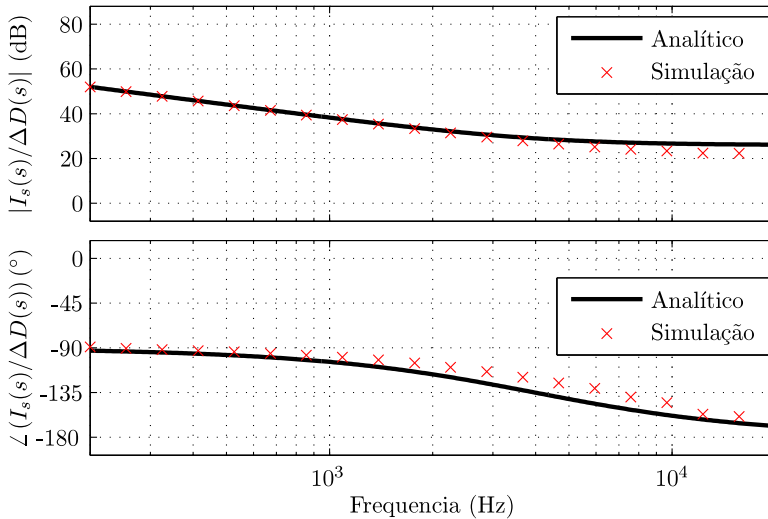


Figura A.1. Comparação dos diagramas de bode da corrente $\langle i_s \rangle$ em função de Δd com relação ao modelo para potência nominal no sentido $p \rightarrow s$.

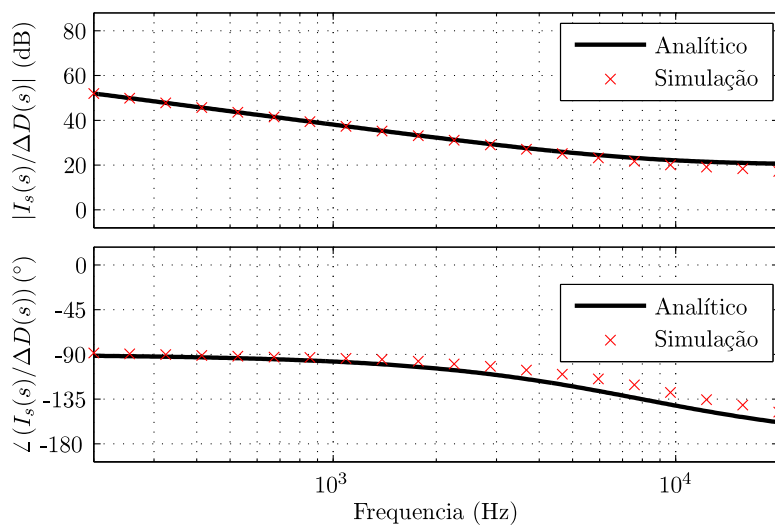


Figura A.2. Comparação dos diagramas de bode da corrente $\langle i_s \rangle$ em função de Δd com relação ao modelo para 50 % da potência nominal no sentido $p \rightarrow s$.

A Figura A.3 apresenta a comparação da função de transferência de $\langle i_s \rangle$ em função de Δd com dados obtidos por simulação no caso em que o conversor processa potência nominal no sentido do lado secundário para o primário.

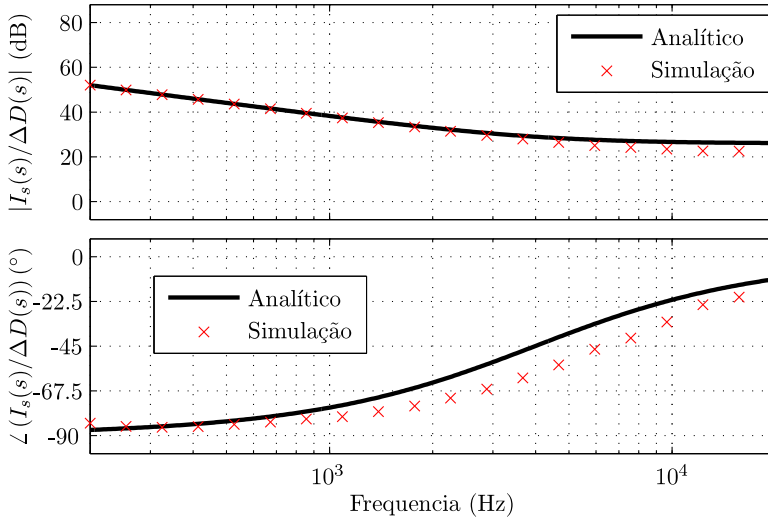


Figura A.3. Comparação dos diagramas de bode da corrente $\langle i_s \rangle$ em função de Δd com relação ao modelo para potência nominal no sentido $s \rightarrow p$.

Neste caso, o zero da planta também está posicionado em 3,9 [kHz] mas no plano esquerdo do plano complexo. Percebe-se isso pois nos dois primeiros casos, a fase no diagrama decresce conforme a frequência aumenta e neste diagrama a fase cresce.

**APÊNDICE B – Determinação do Valor Eficaz de uma
Forma de Onda Trapezoidal**

Neste apêndice será apresentado um procedimento para calcular o valor eficaz da corrente nos componentes dos conversores DAB e DPP tendo como conhecimento prévio os valores instantâneos da corrente nos enrolamentos nos instantes de comutação.

A Figura B.1 ilustra a forma de onda típica da corrente nos enrolamentos do conversor DAB. Verifica-se que para cada etapa de operação, a corrente é descrita por uma função polinomial de primeiro grau, conforme apresentado pela equação (B.1). O ângulo θ_n é definido pela equação (B.2).

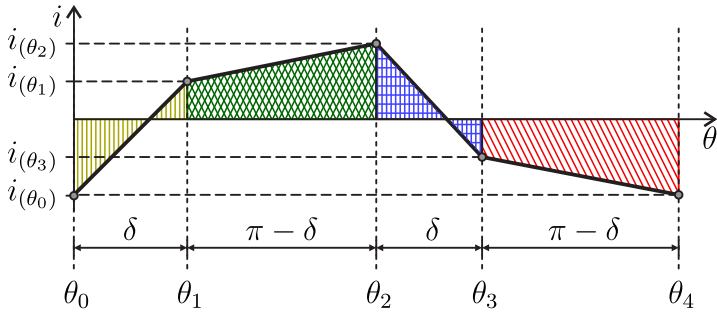


Figura B.1. Forma de onda típica da corrente no enrolamento do transformador do conversor DAB.

$$i_{\{n\}}(\theta) = i(\theta_{n-1}) + \frac{i(\theta_n) - i(\theta_{n-1})}{\theta_n - \theta_{n-1}}(\theta - \theta_{n-1}) \quad (\text{B.1})$$

$$\theta_n = \begin{cases} 0 & \text{para } n = 0 \\ \delta & \text{para } n = 1 \\ \pi & \text{para } n = 2 \\ \pi + \delta & \text{para } n = 3 \\ 2\pi & \text{para } n = 4 \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

A função apresentada em (B.3) descreve o valor da corrente i em função do ângulo θ

$$i(\theta) = \begin{cases} i_{\{1\}}(\theta) & \text{se } \theta_0 \leq \theta \leq \theta_1 \\ i_{\{2\}}(\theta) & \text{se } \theta_1 < \theta \leq \theta_2 \\ i_{\{3\}}(\theta) & \text{se } \theta_2 < \theta \leq \theta_3 \\ i_{\{4\}}(\theta) & \text{se } \theta_3 < \theta \leq \theta_4 \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

O valor eficaz da corrente i é determinado através da equação (B.4).

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\theta)^2 d\theta} \quad (\text{B.4})$$

Substituindo a equação (B.3) em (B.4), obtém-se o somatório apresentado pela equação (B.5).

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sum_{n=1}^4 \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} i_{\{n\}}(\theta)^2 d\theta} \quad (\text{B.5})$$

Observa-se que o valor eficaz da corrente, I_{RMS} , é composto por parcelas referentes ao valor eficaz da corrente durante cada intervalo, $I_{\{n\}-ef}$. O valor eficaz da corrente referente a cada etapa de operação é calculado pela equação (B.6).

$$I_{ef\{n\}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} i_{\{n\}}(\theta)^2 d\theta \quad (\text{B.6})$$

Substituindo o lado direito da expressão apresentado por (B.6) em (B.5), obtém-se a equação (B.7).

$$I_{ef} = \sqrt{\sum_{n=1}^4 I_{ef\{n\}}^2} \quad (\text{B.7})$$

Levando em consideração que a forma de onda da corrente em cada etapa de operação ser descrita pelo mesmo tipo de função, apenas com coeficientes diferentes, seu valor eficaz pode ser calculado também por uma única expressão que é apresentada pela equação (B.8).

$$I_{ef\{n\}}^2 = \frac{\theta_n - \theta_{n-1}}{6\pi} (i(\theta_n)^2 + i(\theta_n)i(\theta_{n-1}) + i(\theta_{n-1})^2) \quad (\text{B.8})$$

Através das equações (B.7) e (B.8), é possível calcular o valor eficaz da corrente nos enrolamentos dos conversores DAB e DPP, no entanto, há a necessidade de determinar o valor eficaz da corrente também nos outros componentes do conversor, isto é, interruptores e capacitores. A corrente nestes componentes é igual a corrente do enrolamento do transformador mas apenas em etapas de operações específicas. Por exemplo, a corrente nos interruptores é igual à corrente do enrolamento do transformador durante duas etapas de operação consecutivas e nula nas outras duas etapas. Portanto, o valor eficaz da corrente neste componente é apenas dependente dos termos $I_{ef\{n\}}$ referente a etapa cuja sua corrente é não-nula.

**APÊNDICE C – Determinação dos Valores das Correntes
nos Componentes do Conversor DPP**

C.1 Introdução

Neste capítulo, as expressões que determinam o valor da corrente nos enrolamentos do transformador do conversor DPP nos instantes de comutação dos seus interruptores. Estas expressões são essências na dedução de outras expressões necessárias para dimensionamento dos componentes do conversor.

C.2 Determinação da Corrente no Transformador do Conversor DPP

Para determinar o valor eficaz da corrente nos componentes, é necessário determinar o valor instantâneo da corrente nos enrolamentos durante as comutações dos interruptores. A partir destes valores, devido à característica da forma de onda da corrente, é possível calcular o valor eficaz da corrente em todos os componentes.

Para determinar os valores instantâneos da corrente, será empregada a condição que o valor médio da corrente de cada enrolamento do lado primário do transformador é a metade da corrente da fonte E_p e, de forma análoga, o mesmo com relação ao lado secundário.

O valor médio da corrente nos enrolamento x_y é determinado através da equação (C.1).

$$\langle i_{xy} \rangle T_s = \int_0^{T_s} i_{xy} dt \quad (\text{C.1})$$

Há quatro instantes que ocorrem comutações dos interruptores, nos ângulos 0, δ , π e $\pi + \delta$. Como a corrente nos enrolamentos variam linearmente entre as comutações, a equação (C.1) pode ser reescrita conforme a equação (C.2).

$$\begin{aligned} \langle i_{xy} \rangle T_s = & \frac{(i_{xy(0)} + i_{xy(\delta)})}{2} \frac{\delta}{2\pi} T_s + \frac{(i_{xy(\delta)} + i_{xy(\pi)})}{2} \frac{\pi - \delta}{2\pi} T_s + \\ & \frac{(i_{xy(\pi)} + i_{xy(\pi+\delta)})}{2} \frac{\delta}{2\pi} T_s + \frac{(i_{xy(\pi+\delta)} + i_{xy(2\pi)})}{2} \frac{\pi - \delta}{2\pi} T_s \end{aligned} \quad (\text{C.2})$$

Depois da manipulação algébrica apropriada, a equação (C.2) é reescrita conforme a equação (C.3).

$$2 \langle i_x \rangle = i_{xy(0)} + i_{xy(\delta)} + i_{xy(\pi)} + i_{xy(\pi+\delta)} \quad (\text{C.3})$$

O valor instantâneo da corrente em cada comutação tem relação com o valor da corrente na comutação anterior conforme as equações (C.4) a (C.6) descrevem. Os valores das tensões $v_{PPxy[k]}$ são apresentados na Tabela 30.

$$i_{xy(\delta)} = i_{xy(0)} + \frac{v_{PPxy[1]}}{l_{xy}} \frac{\delta}{2\pi} T_s \quad (\text{C.4})$$

$$i_{xy(\pi)} = i_{xy(\delta)} + \frac{v_{PPxy[2]}}{l_{xy}} \frac{\pi - \delta}{2\pi} T_s \quad (\text{C.5})$$

$$i_{xy(\pi+\delta)} = i_{xy(\pi)} + \frac{v_{PPxy[3]}}{l_{xy}} \frac{\delta}{2\pi} T_s \quad (\text{C.6})$$

Tabela 30. Valores das tensões sobre os enrolamentos as indutâncias auxiliares l_{xy} .

Etapa	v_{PPp1}	v_{PPp2}	v_{PPs1}	v_{PPs2}
1^a	$\frac{aE_p - E_s}{2a}$	$\frac{aE_p - E_s}{2a}$	$\frac{aE_p - E_s}{2}$	$\frac{aE_p - E_s}{2}$
2^a	$\frac{aE_p + E_s}{2a}$	$\frac{aE_p - E_s}{2a}$	$\frac{aE_p - E_s}{2}$	$\frac{aE_p - E_s}{2}$
3^a	$\frac{aE_p - E_s}{2a}$	$\frac{aE_p - E_s}{2a}$	$\frac{aE_p - E_s}{2}$	$\frac{aE_p - E_s}{2}$
4^a	$\frac{aE_p - E_s}{2a}$	$\frac{aE_p - E_s}{2a}$	$\frac{aE_p - E_s}{2}$	$\frac{aE_p - E_s}{2}$

As equações (C.3) a (C.6) formam o sistema de equações apresentado pela equação (C.7),

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{xy(0)} \\ i_{xy(\delta)} \\ i_{xy(\pi)} \\ i_{xy(\pi+\delta)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_{PPxy[1]} T_s}{l_{xy}} \frac{\delta}{2\pi} \\ \frac{v_{PPxy[2]} T_s}{l_{xy}} \frac{\pi - \delta}{2\pi} \\ \frac{v_{PPxy[3]} T_s}{l_{xy}} \frac{\delta}{2\pi} \\ 2 \langle i_x \rangle \end{bmatrix} \quad (\text{C.7})$$

Substituindo os valores das tensões da Tabela 30 em (C.7) e resolvendo o sistema para o caso do enrolamento p_1 , encontram-se os valores instantâneos da corrente deste enrolamento durante cada comutação. O resultado é apresentado pelas equações (C.8) a (C.11).

$$i_{p1}(0) = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} [\pi^2(q-1) - 2q\delta^2] \quad (\text{C.8})$$

$$i_{p1}(\delta) = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} [\pi^2(q-1) + 2\pi\delta(q+1) - 2q\delta^2] \quad (\text{C.9})$$

$$i_{p1}(\pi) = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} [\pi^2(1-q) - 2q(\delta^2 - 2\pi\delta)] \quad (\text{C.10})$$

$$i_{p1}(\pi + \delta) = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} [\pi^2(1-q) - 2\pi\delta(q-1) + 2q\delta^2] \quad (\text{C.11})$$

Os ângulos que ocorrem as comutações dos interruptores, θ_n , são definidos pela equação (C.12).

$$\theta_n = \begin{cases} 0 & \text{para } n = 0 \\ \delta & \text{para } n = 1 \\ \pi & \text{para } n = 2 \\ \pi + \delta & \text{para } n = 3 \\ 2\pi & \text{para } n = 4 \end{cases} \quad (\text{C.12})$$

As equações (C.8) a (C.11) podem agora ser reescritas como uma expressão única conforme apresentado pela equação (C.13)

$$i_{p1}(\theta_n) = \begin{cases} \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} [\pi^2(q-1) - 2q\delta^2] & \text{se } n = 0; 4 \\ \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} [\pi^2(q-1) + 2\pi(q+1)\delta - 2q\delta^2] & \text{se } n = 1 \\ \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} [\pi^2(1-q) + 4\pi q\delta - 2q\delta^2] & \text{se } n = 2 \\ \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} [\pi^2(1-q) + 2\pi(q-1)\delta - 2q\delta^2] & \text{se } n = 3 \end{cases} \quad (\text{C.13})$$

Os valores da corrente nos demais enrolamentos são determina-

dos empregando o mesmo procedimento, no entanto, apenas os resultados finais serão apresentados. Os valores das correntes nos enrolamentos p_2 , s_1 e s_2 são respectivamente calculados pelas equações (C.14), (C.15) e (C.16).

$$i_{p2}(\theta_n) = \begin{cases} \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} [\pi^2(q-1) - 4\pi q\delta + 2q\delta^2] & \text{se } n = 0; 4 \\ \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} [\pi^2(q-1) - 2\pi(q-1)\delta + 2q\delta^2] & \text{se } n = 1 \\ \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} [\pi^2(1-q) + 2q\delta^2] & \text{se } n = 2 \\ \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} [\pi^2(1-q) - 2\pi(q+1)\delta + 2q\delta^2] & \text{se } n = 3 \end{cases} \quad (\text{C.14})$$

$$i_{s1}(\theta_n) = \begin{cases} \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p a} [\pi^2(1-q) + 2\pi(q-1)\delta + 2\delta^2] & \text{se } n = 0; 4 \\ \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p a} [\pi^2(1-q) - 4\pi\delta + 2\delta^2] & \text{se } n = 1 \\ \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p a} [\pi^2(q-1) - 2\pi(q+1)\delta + 2\delta^2] & \text{se } n = 2 \\ \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p a} [\pi^2(q-1) + 2\delta^2] & \text{se } n = 3 \end{cases} \quad (\text{C.15})$$

$$i_{s2}(\theta_n) = \begin{cases} \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p a} [\pi^2(1-q) + 2\pi(q+1)\delta - 2\delta^2] & \text{se } n = 0; 4 \\ \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p a} [\pi^2(1-q) - 2\delta^2] & \text{se } n = 1 \\ \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p a} [\pi^2(q-1) - 2\pi(q-1)\delta - 2\delta^2] & \text{se } n = 2 \\ \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p a} [\pi^2(q-1) + 4\pi\delta - 2\delta^2] & \text{se } n = 3 \end{cases} \quad (\text{C.16})$$

C.3 Esforços de Corrente no Conversor DPP

As equações (B.7) e (B.8) do Apêndice B, reapresentadas respectivamente pelas equações (C.17) e (C.18), serão usadas para determinar os esforços de corrente nos componentes do conversor DPP.

$$I_{ef} = \sqrt{\sum_{n=1}^4 I_{ef\{n\}}^2} \quad (C.17)$$

$$I_{ef\{n\}}^2 = \frac{\theta_n - \theta_{n-1}}{6\pi} (i(\theta_n)^2 + i(\theta_n)i(\theta_{n-1}) + i(\theta_{n-1})^2) \quad (C.18)$$

O valor eficaz da corrente no enrolamento p_1 é calculado substituindo os valores da equação (C.13) em (C.18) considerando todas etapas de operação, $n = [1; 4]$. O resultado é apresentado pela equação (C.19). Apesar do calculo ter sido realizado para o caso do enrolamento p_1 , este se estende para o caso do enrolamento p_2 , haja vista que a forma de onda da corrente nos enrolamentos de um mesmo lado do transformador são iguais em formato, diferenciando entre si apenas por uma defasagem de 180° . Isto também é válido para outros componentes, portanto, este procedimento será realizado para esses casos.

$$I_{py-ef} = \sqrt{I_{p1-ef\{1\}}^2 + I_{p1-ef\{2\}}^2 + I_{p1-ef\{3\}}^2 + I_{p1-ef\{4\}}^2}$$

$$I_{py-ef} = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} \sqrt{\sum_{k=0}^4 a_{py(k)} \delta^k} \quad (C.19)$$

$$\begin{aligned} a_{py(0)} &= \frac{\pi^4}{3} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{py(1)} &= 0 \\ a_{py(2)} &= 4\pi^2 (q^2 + q) \\ a_{py(3)} &= -\frac{8\pi}{3} (3q^2 + q) \\ a_{py(4)} &= 4q^2 \end{aligned}$$

A corrente no interruptor T_{p1} é igual a corrente no enrolamento p_1 durante a primeira e a segunda etapa de operação, ou seja, para n igual a 1 e 2, e nula nas demais etapas de operação. O valor eficaz da corrente dos interruptores principais do lado primário é obtido através

da equação (C.20).

$$I_{Tpy-ef} = \sqrt{I_{p1-ef\{1\}}^2 + I_{p1-ef\{2\}}^2}$$

$$I_{Tpy-ef} = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} \sqrt{\sum_{k=0}^4 a_{Tpy(k)} \delta^k}$$

$$\begin{aligned} a_{Tpy(0)} &= \frac{\pi^4}{6} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{Tpy(1)} &= 0 \\ a_{Tpy(2)} &= 2\pi^2 (3q^2 + q) \\ a_{Tpy(3)} &= -\frac{4\pi}{3} (9q^2 + q) \\ a_{Tpy(4)} &= 6q^2 \end{aligned} \quad (C.20)$$

O valor eficaz da corrente no interruptor T_{pya} é calculado de maneira análoga ao procedimento descrito com relação ao valor eficaz da corrente do interruptor T_{py} , com a diferença que n é igual a 3 e 4 para este caso. O valor eficaz da corrente nos interruptores T_{pya} é dado pela equação (C.21).

$$I_{Tpya-ef} = \sqrt{I_{p1-ef\{3\}}^2 + I_{p1-ef\{4\}}^2}$$

$$I_{Tpya-ef} = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} \sqrt{\sum_{k=0}^4 a_{Tpya(k)} \delta^k}$$

$$\begin{aligned} a_{Tpya(0)} &= \frac{\pi^4}{6} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{Tpya(1)} &= 0 \\ a_{Tpya(2)} &= -2\pi^2 (q^2 - q) \\ a_{Tpya(3)} &= \frac{4\pi}{3} (3q^2 - q) \\ a_{Tpya(4)} &= -2q^2 \end{aligned} \quad (C.21)$$

O valor eficaz da corrente no capacitor de grampeamento C_{gp} é calculado levando em consideração que sua corrente, em módulo, é igual a corrente do enrolamento primário p_1 durante as duas primeiras etapas de operação e igual à corrente do enrolamento p_2 nas demais etapas de operação. Seu valor é apresentado pela equação (??).

$$I_{Cgp-ef} = \sqrt{I_{p2-ef\{1\}}^2 + I_{p2-ef\{2\}}^2 + I_{p1-ef\{3\}}^2 + I_{p1-ef\{4\}}^2}$$

$$I_{Cgp.ef} = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p} \sqrt{\sum_{k=0}^4 a_{Cgp(k)} \delta^k} \quad \begin{aligned} a_{Cgp(0)} &= \frac{\pi^4}{3} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{Cgp(1)} &= 0 \\ a_{Cgp(2)} &= -4\pi^2 (q^2 - q) \\ a_{Cgp(3)} &= \frac{8\pi}{3} (3q^2 - q) \\ a_{Cgp(4)} &= -4q^2 \end{aligned} \quad (C.22)$$

$$I_{Tsy.ef} = \frac{E_p}{2a\omega_s l_p} \sqrt{\sum_{k=0}^3 a_{Tsy(k)} \delta^k} \quad \begin{aligned} a_{Tsy(0)} &= \frac{\pi^2}{6} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{Tsy(1)} &= 0 \\ a_{Tsy(2)} &= 2q \\ a_{Tsy(3)} &= -\frac{4}{3\pi} q \end{aligned} \quad (C.23)$$

De forma análoga ao caso do enrolamentos do lado primário do transformador, o valor eficaz da corrente nos enrolamentos é obtido através das equações (C.17) e (C.18) considerando todas as etapas de operação. O resultado é apresentado pela equação (C.24).

$$I_{sy.ef} = \sqrt{I_{s1.ef\{1\}}^2 + I_{s1.ef\{2\}}^2 + I_{s1.ef\{3\}}^2 + I_{s1.ef\{4\}}^2}$$

$$I_{sy.ef} = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p a} \sqrt{\sum_{k=0}^4 a_{sy(k)} \delta^k} \quad \begin{aligned} a_{sy(0)} &= \frac{\pi^4}{3} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{sy(1)} &= 0 \\ a_{sy(2)} &= 4\pi^2 (q + 1) \\ a_{sy(3)} &= -\frac{8\pi}{3} (q + 3) \\ a_{sy(4)} &= 4 \end{aligned} \quad (C.24)$$

O valor eficaz da corrente nos interruptores principais do lado secundário do transformador são calculados levando em consideração a corrente no enrolamento s_1 durante a segunda e terceira etapa de operação. O resultado é apresentado pela equação (C.25).

$$I_{Tsy_ef} = \sqrt{I_{s1_ef\{2\}}^2 + I_{s1_ef\{3\}}^2}$$

$$I_{Tsy_ef} = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p a} \sqrt{\sum_{k=0}^4 a_{Tsy(k)} \delta^k}$$

$$\begin{aligned} a_{Tsy(0)} &= \frac{\pi^4}{6} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{Tsy(1)} &= 0 \\ a_{Tsy(2)} &= 2\pi^2 (q + 3) \\ a_{Tsy(3)} &= -\frac{4\pi}{3} (q + 9) \\ a_{Tsy(4)} &= 6 \end{aligned} \quad (C.25)$$

No caso dos interruptores auxiliares do lado secundário do transformador, sua corrente é igual à corrente do enrolamento s_1 durante a primeira e quarta etapa de operação. O valor eficaz da corrente nestes componentes, I_{Tsy_ef} , é dada pela equação (C.26).

$$I_{Tsy_ef} = \sqrt{I_{s1_ef\{1\}}^2 + I_{s1_ef\{4\}}^2}$$

$$I_{Tsy_ef} = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p a} \sqrt{\sum_{k=0}^4 a_{Tsy(k)} \delta^k}$$

$$\begin{aligned} a_{Tsy(0)} &= \frac{\pi^4}{6} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{Tsy(1)} &= 0 \\ a_{Tsy(2)} &= 2\pi^2 (q - 1) \\ a_{Tsy(3)} &= -\frac{4\pi}{3} (q - 3) \\ a_{Tsy(4)} &= -2 \end{aligned} \quad (C.26)$$

A corrente no capacitor de grampeamento do lado secundário é calculado levando em consideração a corrente no enrolamento s_1 nas etapas 1 e 4 e a corrente no enrolamento s_2 durante as etapas 2 e 3. A equação (C.27) apresenta o valor eficaz da corrente em C_{gs} .

$$I_{Cgs_ef} = \sqrt{I_{s1_ef\{1\}}^2 + I_{s2_ef\{2\}}^2 + I_{s2_ef\{3\}}^2 + I_{s1_ef\{4\}}^2}$$

$$I_{Cgs.ef} = \frac{E_p}{4\pi\omega_s l_p a} \sqrt{\sum_{k=0}^4 a_{Cgs(k)} \delta^k} \quad \begin{aligned} a_{Cgs(0)} &= \frac{\pi^4}{3} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{Cgs(1)} &= 0 \\ a_{Cgs(2)} &= 4\pi^2 (q - 1) \\ a_{Cgs(3)} &= -\frac{8\pi}{3} (q - 3) \\ a_{Cgs(4)} &= -4 \end{aligned} \quad (C.27)$$

O valor eficaz da corrente nos componentes do conversor têm uma grande influência em sua eficiência, principalmente em aplicações cuja as especificações das tensões são baixas e as de corrente são elevadas. Portanto, é de extremo interesse comparar estas características entre si a fim de determinar o melhor ponto de operação. Uma forma de realizar essa comparação é normalizar o valor eficaz da corrente nestes componentes pelo valor médio da corrente da fonte, desta maneira, a comparação é realizada observando apenas o ponto de operação, ângulo de defasagem δ e ganho estático q neste caso. As equações (C.28) e (C.29) apresentam o valor médio da corrente nas fontes E_p e E_s , respectivamente.

$$\langle i_p \rangle = \frac{E_p}{\pi\omega_s l_p} q\delta(\pi - \delta) \quad (C.28)$$

$$\langle i_s \rangle = -\frac{E_p}{\pi\omega_s l_p a} q\delta(\pi - \delta) \quad (C.29)$$

O valor da corrente nos componentes normalizado pelo valor médio da corrente das fontes são definidos pelas equações (C.30) a (C.37).

$$\bar{I}_{Tpy.ef} = \left| \frac{I_{Tpy.ef}}{\langle i_p \rangle} \right| \quad (C.30)$$

$$\bar{I}_{Tpya.ef} = \left| \frac{I_{Tpya.ef}}{\langle i_p \rangle} \right| \quad (C.31)$$

$$\bar{I}_{py.ef} = \left| \frac{I_{py.ef}}{\langle i_p \rangle} \right| \quad (C.32)$$

$$\bar{I}_{Cgp.ef} = \left| \frac{I_{Cgp.ef}}{\langle i_p \rangle} \right| \quad (C.33)$$

$$\bar{I}_{Tsy.ef} = \left| \frac{I_{Tsy.ef}}{\langle i_s \rangle} \right| \quad (C.34)$$

$$\bar{I}_{Tsy.a.ef} = \left| \frac{I_{Tsy.a.ef}}{\langle i_s \rangle} \right| \quad (C.35)$$

$$\bar{I}_{sy.ef} = \left| \frac{I_{sy.ef}}{\langle i_s \rangle} \right| \quad (C.36)$$

$$\bar{I}_{Cgs.ef} = \left| \frac{I_{Cgs.ef}}{\langle i_s \rangle} \right| \quad (C.37)$$

A Figura C.1 ilustra o comportamento do valor eficaz normalizado das correntes nos semicondutores em função do ângulo δ e para ganho estático q unitário enquanto a Figura C.2 realiza o mesmo mas com relação aos componentes passivos em vez dos semicondutores. Observa-se que o valor eficaz da corrente nos capacitores e nos interruptores auxiliares variam quase que linearmente conforme o ângulo δ cresce enquanto que o valor eficaz da corrente nos interruptores principais e enrolamentos quase não variam. Portanto, para valores reduzidos de ângulo δ , a perda de condução do conversor será predominantemente influenciada pelas perdas dos interruptores principais e enrolamentos, no entanto, conforme este ângulo aumenta, as perdas dos interruptores auxiliares passam a contribuir com uma parcela maior. Teoricamente, o melhor ponto de operação seria com ângulo de defasagem nulo, no entanto, este valor deve ser suficientemente elevado para controlar a corrente das fontes com precisão adequada.

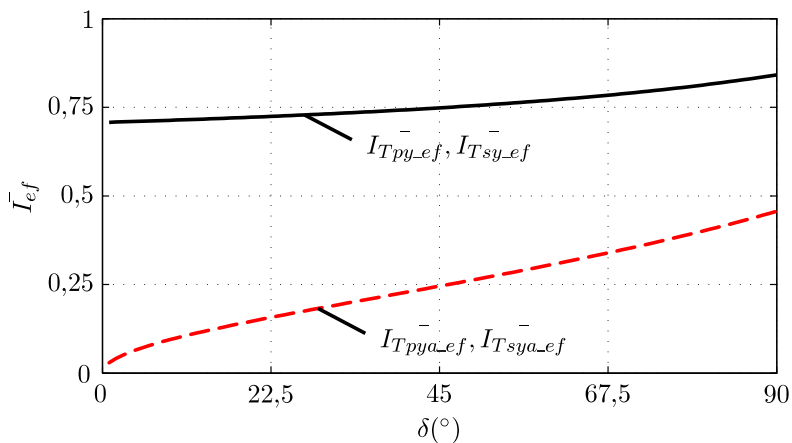


Figura C.1. Valor eficaz normalizado da corrente nos interruptores em função do ângulo δ com ganho estático q unitário.

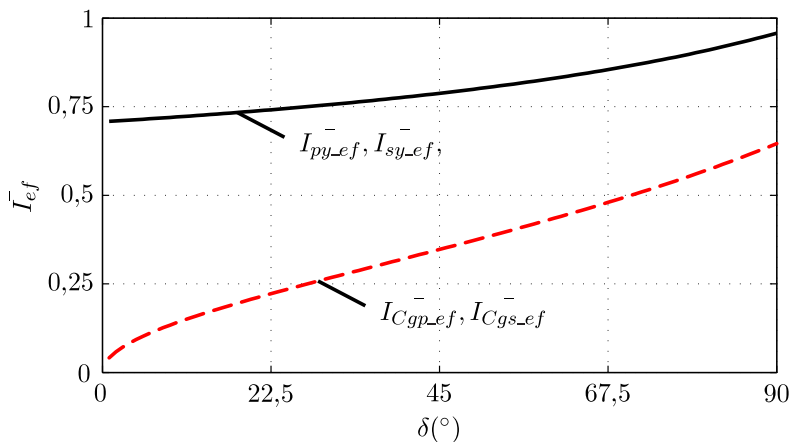


Figura C.2. Valor eficaz normalizado da corrente nos enrolamentos do transformador e nos capacitores de grampeamento em função do ângulo δ com ganho estático q unitário.

**APÊNDICE D – Determinação dos Esforços de Corrente nos
Semicondutores e Conteúdo Harmônico da Corrente das
Fontes do Conversor DAB**

D.1 Introdução

Para determinar o valor eficaz da corrente nos interruptores o conversor DAB e o conteúdo harmônico da corrente das fontes, é necessário determinar o valor instantâneo da corrente nos enrolamentos de seu transformador durante as comutações dos interruptores. A partir destes valores, devido à característica da forma de onda da corrente, é possível determinar a corrente em todos os componentes.

D.2 Determinação dos Valores da Correntes dos Enrolamentos

A Figura D.1 ilustra o diagrama esquemático do conversor DAB com a indicação das convenção de polaridade das grandezas necessárias nesta dedução.

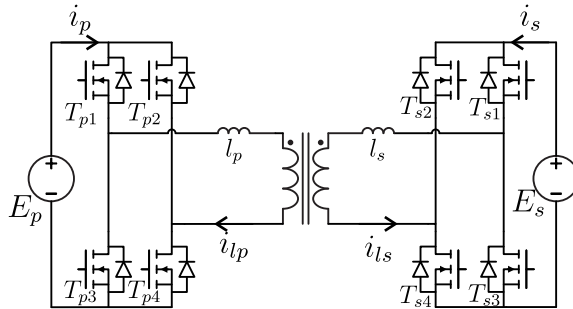


Figura D.1. Diagrama esquemático do Conversor DAB.

Para determinar os valores instantâneos da corrente, será empregada a condição que o valor médio da corrente do enrolamento primário, i_{lp} , e secundário, i_{ls} , do transformador é nulo.

O valor médio da corrente nos enrolamento x é determinado através da equação (D.1).

$$\langle i_{lx} \rangle T_s = \int_0^{T_s} i_{lx} dt \quad (D.1)$$

Há quatro instantes que ocorrem comutações dos interruptores,

nos ângulos 0 , δ , π e $\pi + \delta$. Como a corrente no enrolamento varia linearmente entre as comutações, a equação (D.1) pode ser reescrita conforme a equação (D.2).

$$\langle i_{lx} \rangle T_s = \frac{(i_{lx(0)} + i_{lx(\delta)})}{2} \frac{\delta}{2\pi} T_s + \frac{(i_{lx(\delta)} + i_{lx(\pi)})}{2} \frac{\pi - \delta}{2\pi} T_s + \frac{(i_{lx(\pi)} + i_{lx(\pi+\delta)})}{2} \frac{\delta}{2\pi} T_s + \frac{(i_{lx(\pi+\delta)} + i_{lx(2\pi)})}{2} \frac{\pi - \delta}{2\pi} T_s \quad (\text{D.2})$$

Após manipulação algébrica apropriada, a equação (D.2) pode ser reescrita conforme a equação (D.3).

$$i_{lx(0)} + i_{lx(\delta)} + i_{lx(\pi)} + i_{lx(\pi+\delta)} = 0 \quad (\text{D.3})$$

O valor instantâneo da corrente em cada comutação tem relação com o valor da corrente na comutação anterior conforme as equações (D.4) a (D.6) descrevem. Os valores das tensões $v_{PPxy[k]}$ são apresentados na Tabela 31.

$$i_{lx(\delta)} = i_{lx(0)} + \frac{v_{x12[1]}}{l_x} \frac{\delta}{2\pi} T_s \quad (\text{D.4})$$

$$i_{lx(\pi)} = i_{lx(\delta)} + \frac{v_{x12[2]}}{l_x} \frac{\pi - \delta}{2\pi} T_s \quad (\text{D.5})$$

$$i_{lx(\pi+\delta)} = i_{lx(\pi)} + \frac{v_{x12[3]}}{l_x} \frac{\delta}{2\pi} T_s \quad (\text{D.6})$$

Tabela 31. Valores das tensões sobre entre os pontos v_{x12} .

Etapa	1^a	2^a	3^a	4^a
v_{p12}	E_p	E_p	$-E_p$	$-E_p$
v_{s12}	$-E_s$	E_s	E_s	$-E_s$

As equações (D.3) a (D.6) formam o sistema de equações apresentado pela equação (D.7),

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{lx}(0) \\ i_{lx}(\delta) \\ i_{lx}(\pi) \\ i_{lx}(\pi+\delta) \end{bmatrix} = \frac{1}{\omega_s l_x} \begin{bmatrix} v_{x12[1]}(\delta) \\ v_{x12[2]}(\pi - \delta) \\ v_{x12[3]}(\delta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{D.7})$$

Substituindo os valores das tensões da Tabela 31 em (D.7) e resolvendo o sistema para o caso do enrolamento primário, encontram-se os valores instantâneos da corrente deste enrolamento durante cada comutação. O resultado é apresentado pelas equações (D.8) a (D.11).

$$i_{lp}(0) = \frac{E_p}{4\omega_s l_p} [-2\delta q + \pi(q-1)] \quad (\text{D.8})$$

$$i_{lp}(\delta) = \frac{E_p}{4\omega_s l_p} [2\delta + \pi(q-1)] \quad (\text{D.9})$$

$$i_{lp}(\pi) = \frac{E_p}{4\omega_s l_p} [2\delta q - \pi(q-1)] \quad (\text{D.10})$$

$$i_{lp}(\pi + \delta) = \frac{E_p}{4\omega_s l_p} [-2\delta - \pi(q-1)] \quad (\text{D.11})$$

Os ângulos em que ocorrem comutação no conversor DAB, θ_n , são redefinidos pela equação (D.12).

$$\theta_n = \begin{cases} 0 & \text{se } n = 0 \\ \delta & \text{se } n = 1 \\ \pi & \text{se } n = 2 \\ \pi + \delta & \text{se } n = 3 \\ 2\pi & \text{se } n = 4 \end{cases} \quad (\text{D.12})$$

Os valores da corrente no enrolamento primário são reescritos em uma equação única conforme apresentado em (D.13).

$$i_{lp}(\theta_n) = \begin{cases} \frac{E_p}{4\omega_s l_p} [\pi(q-1) - 2q\delta] & \text{se } n = 0; 4 \\ \frac{E_p}{4\omega_s l_p} [\pi(q-1) + 2\delta] & \text{se } n = 1 \\ \frac{E_p}{4\omega_s l_p} [-\pi(q-1) + 2q\delta] & \text{se } n = 2 \\ \frac{E_p}{4\omega_s l_p} [-\pi(q-1) - 2\delta] & \text{se } n = 3 \end{cases} \quad (\text{D.13})$$

O mesmo procedimento pode ser empregado para determinar os valores da corrente no enrolamento secundário do transformador. O resultado é apresentado pela equação (D.14).

$$i_{ls}(\theta_n) = \begin{cases} \frac{aE_p}{4\omega_s l_p} [\pi(1-q) + 2q\delta] & \text{se } n = 0; 4 \\ \frac{aE_p}{4\omega_s l_p} [\pi(1-q) - 2\delta] & \text{se } n = 1 \\ \frac{aE_p}{4\omega_s l_p} [-\pi(1-q) - 2q\delta] & \text{se } n = 2 \\ \frac{aE_p}{4\omega_s l_p} [-\pi(1-q) + 2\delta] & \text{se } n = 3 \end{cases} \quad (\text{D.14})$$

D.3 Esforços de Corrente nos Semicondutores do Conversor DAB

As equações (B.7) e (B.8) do Apêndice B, reapresentadas respectivamente pelas equações (D.15) e (D.16), serão usadas para determinar os esforços de corrente nos componentes do conversor DAB.

$$I_{ef} = \sqrt{\sum_{n=1}^4 I_{ef\{n\}}^2} \quad (\text{D.15})$$

$$I_{ef\{n\}}^2 = \frac{\theta_n - \theta_{n-1}}{6\pi} (i(\theta_n)^2 + i(\theta_n)i(\theta_{n-1}) + i(\theta_{n-1})^2) \quad (\text{D.16})$$

A corrente nos interruptores T_{p1} e T_{p4} é igual à corrente no enrolamento p_1 durante a primeira e a segunda etapa de operação, ou seja,

para n igual a 1 e 2, e nula nas demais etapas de operação. O valor eficaz da corrente nestes interruptores é obtido substituindo os valores de i_{lp} na equação (D.16) para as etapas de operação citadas e somando estas parcelas conforme equação (D.15). O resultado é apresentado através da equação (D.17). Apesar de o cálculo não ser apresentado, este resultado também é válido para os casos referentes dos interruptores T_{p2} e T_{p3} .

$$I_{Tpy.ef} = \sqrt{I_{p1.ef\{1\}}^2 + I_{p1.ef\{2\}}^2}$$

$$I_{Tpy.ef} = \frac{E_p}{2\omega_s l_p} \sqrt{\sum_{k=0}^3 a_{Tpy(k)} \delta^k}$$

$$\begin{aligned} a_{Tpy(0)} &= \frac{\pi^2}{6} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{Tpy(1)} &= 0 \\ a_{Tpy(2)} &= 2q \\ a_{Tpy(3)} &= -\frac{4}{3\pi} q \end{aligned}$$

(D.17)

A corrente nos interruptores T_{s1} e T_{s4} é igual à corrente no enrolamento secundário durante a segunda e terceira etapas de operação, ou seja, para n igual a 2 e 3, e nula nas demais etapas de operação. O resultado é apresentado pela equação (D.18). Da mesma forma que no caso dos interruptores do lado primário, este resultado é estendido para o caso dos demais interruptores do lado secundário.

$$I_{Tsy.ef} = \sqrt{I_{s1.ef\{2\}}^2 + I_{s1.ef\{3\}}^2}$$

$$I_{Tsy.ef} = \frac{E_p}{2a\omega_s l_p} \sqrt{\sum_{k=0}^3 a_{Tsy(k)} \delta^k}$$

$$\begin{aligned} a_{Tsy(0)} &= \frac{\pi^2}{6} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{Tsy(1)} &= 0 \\ a_{Tsy(2)} &= 2q \\ a_{Tsy(3)} &= -\frac{4}{3\pi} q \end{aligned}$$

(D.18)

Um das figuras de mérito a ser empregada na comparação deste conversor com os demais é o valor eficaz nos interruptores. Para obter uma comparação genérica levando em consideração apenas ganho estático e ângulo de defasagem, o valor eficaz da corrente nos interrup-

tores será dividido pelo valor médio da corrente da fonte deste mesmo lado.

O valor médio da corrente das fontes do lado primário, i_p , e secundário, i_s , são calculados a partir das equações (D.19) e (D.20), respectivamente.

$$\langle i_p \rangle = \frac{Ep}{2\omega_s l_p} q \frac{\delta(\pi - \delta)}{\pi} \quad (\text{D.19})$$

$$\langle i_s \rangle = -\frac{Ep}{2a\omega_s l_p} \frac{\delta(\pi - \delta)}{\pi} \quad (\text{D.20})$$

O valor eficaz das correntes nos interruptores é calculado conforme apresentado nas equações (D.21) e (D.22).

$$\bar{I}_{Tpy-ef} = \frac{\pi}{q\delta(\pi - \delta)} \sqrt{\sum_{k=0}^3 a_{Tpy(k)} \delta^k} \quad \begin{aligned} a_{Tpy(0)} &= \frac{\pi^2}{6} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{Tpy(1)} &= 0 \\ a_{Tpy(2)} &= 2q \\ a_{Tpy(3)} &= -\frac{4}{3\pi} q \end{aligned} \quad (\text{D.21})$$

$$\bar{I}_{Tsy-ef} = -\frac{\pi}{\delta(\pi - \delta)} \sqrt{\sum_{k=0}^3 a_{Tsy(k)} \delta^k} \quad \begin{aligned} a_{Tsy(0)} &= \frac{\pi^2}{6} (q^2 - 2q + 1) \\ a_{Tsy(1)} &= 0 \\ a_{Tsy(2)} &= 2q \\ a_{Tsy(3)} &= -\frac{4}{3\pi} q \end{aligned} \quad (\text{D.22})$$

A Figura D.2 ilustra o comportamento desta característica em função do ângulo de defasagem δ e que o ganho estático q é unitário.

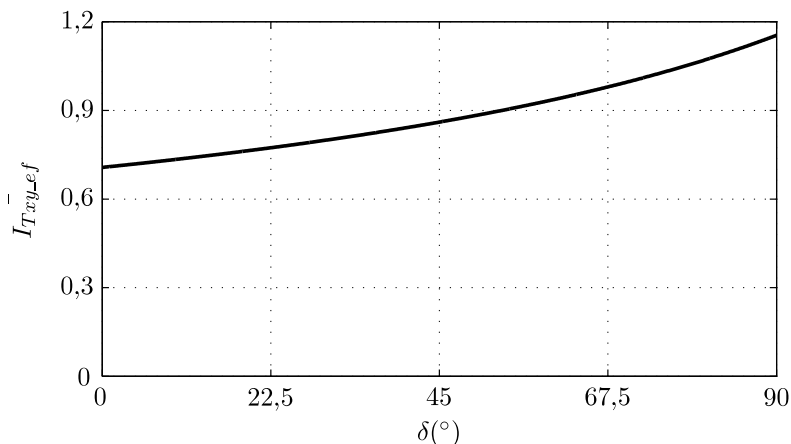


Figura D.2. Valor eficaz normalizado da corrente nos interruptores em função do ângulo δ com ganho estático q unitário.

D.4 Determinação do Conteúdo Harmônico da Corrente do Conversor DAB

A corrente de entrada e saída do conversor DAB apresenta um elevado conteúdo harmônico que varia conforme o ângulo de defasagem entre os pulsos de comando dos interruptores do lado primário e secundário. Em diversas aplicações, este conteúdo harmônico pode ser prejudicial aos demais dispositivos do sistema, tal como capacitores e baterias, diminuindo sua vida útil e a eficiência do sistema. Uma alternativa para combater este problema é adicionar filtros de corrente na entrada e saída do conversor. No projeto destes filtros, um dado fundamental é a amplitude das componentes harmônicas destas correntes. Nesta seção será determinada essas componentes em função do ângulo δ e q .

O primeiro passo para determinar o espectro da corrente da fonte E_p é determinar sua forma de onda em função da corrente de outros componentes do conversor. A corrente i_p tem o mesmo valor, em módulo, que a corrente na indutância l_p em todas as etapas de operação mas apenas mesmo sentido na primeira e na segunda etapa de operação, conforme descrito pela equação (D.23).

$$i_p = \begin{cases} i_{lp} & \text{se } 0 \leq \theta < \pi \\ -i_{lp} & \text{se } \pi \leq \theta < 2\pi \end{cases}$$

$$i_p = \begin{cases} i_{lp}(0) + \frac{i_{lp}(\delta) - i_{lp}(0)}{\delta} \theta & \text{se } 0 \leq \theta < \delta \\ i_{lp}(\delta) + \frac{i_{lp}(\pi) - i_{lp}(\delta)}{\pi - \delta} (\theta - \delta) & \text{se } \delta \leq \theta < \pi \\ -i_{lp}(\pi) - \frac{i_{lp}(\pi + \delta) - i_{lp}(\pi)}{\delta} (\theta - \pi) & \text{se } \pi \leq \theta < \pi + \delta \\ -i_{lp}(\pi + \delta) - \frac{i_{lp}(0) - i_{lp}(\pi + \delta)}{\pi - \delta} (\theta - \pi - \delta) & \text{se } \pi + \delta \leq \theta < 2\pi \end{cases} \quad (\text{D.23})$$

A componente harmônica da corrente i_p de ordem n é calculada a partir da equação (D.24). Substituindo as equações (D.23) e (D.13) em (D.24), obtém-se a equação (D.25).

$$I_{p[n]} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_p e^{-jn\theta} d\theta \quad (\text{D.24})$$

$$I_{p[k]} = \frac{E_p}{2\pi\omega_s l_p} \left\{ \frac{q}{k^2} (1 - \cos(2\delta k)) + j2q \left[\frac{\delta}{k} - \frac{\sin(2\delta k)}{2k^2} + \frac{\pi(q-1)}{2qk} \right] \right\} \quad (\text{D.25})$$

O mesmo procedimento pode ser realizado com relação a corrente da fonte do lado secundário i_s . O resultado é apresentado pela equação (D.26).

$$I_{s[k]} = \frac{E_p}{2\pi\omega_s a l_p} \left\{ \frac{(1 - \cos(2n\delta))}{k^2} + j2 \left[-\frac{\delta}{k} + \frac{\sin(2\delta n)}{2k^2} + \frac{\pi(1-q)}{2k} \right] \right\} \quad (\text{D.26})$$

De maneira a tornar a comparação dependente apenas do ganho estático e ângulo de defasagem, normaliza-se as equações (D.27) e (D.28) pelo valor médio das correntes i_p e i_s , respectivamente. O resultado é apresentado pelas equações (D.27) e (D.28).

$$\bar{I}_{p[n]} = \frac{I_{p[n]}}{\langle i_p \rangle}$$

$$I_{p[k]} = \frac{1}{q\delta(\pi - \delta)} \left\{ \frac{q}{k^2} (1 - \cos(2\delta k)) + j2q \left[\frac{\delta}{k} - \frac{\sin(2\delta k)}{2k^2} + \frac{\pi(q-1)}{2qk} \right] \right\} \quad (\text{D.27})$$

$$\bar{I}_{s[n]} = \frac{I_{s[n]}}{\langle i_s \rangle}$$

$$\bar{I}_{s[k]} = \frac{1}{\delta(\pi - \delta)} \left\{ \frac{(1 - \cos(2n\delta))}{k^2} + j2 \left[-\frac{\delta}{k} + \frac{\sin(2\delta n)}{2k^2} + \frac{\pi(1-q)}{2k} \right] \right\} \quad (\text{D.28})$$

A Figura D.3 ilustra o comportamento das funções descritas pelas equações (D.27) e (D.28) em função do ângulo δ para o caso de ganho estático unitário. Neste caso, ganho estático unitário, as duas equações são iguais.

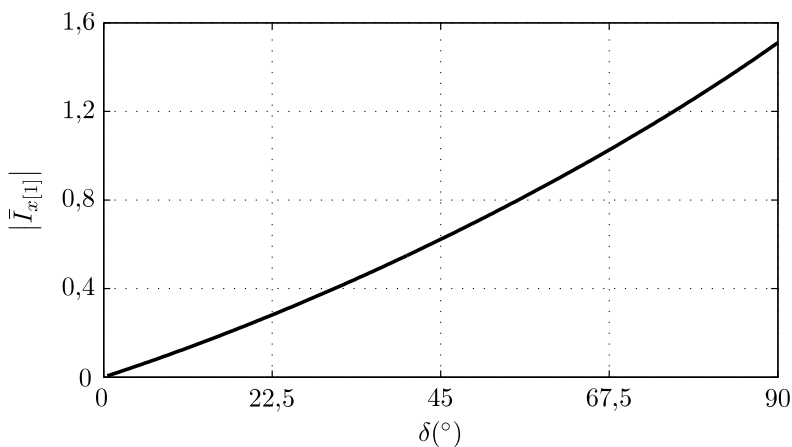


Figura D.3. Magnitude da componente de ordem $2f_s$ das correntes de entrada e saída em função do ângulo δ e com ganho estático q unitário.

**APÊNDICE E – Matrizes da Modelagem em Variáveis de
Estado do Conversor com Grampeamento Ativo**

Neste apêndice são apresentadas as matrizes e vetores da modelagem dinâmica em variáveis de estado do conversor com grameamento ativo obtidas na subseção 3.2.5.

Os vetores relacionados aos estados das grandezas do conversor são apresentados pela equação (E.1) e os vetores relacionados à excitação das fontes por (E.2).

$$\Delta x = \begin{bmatrix} \Delta v_{gp} \\ \Delta v_{gs} \\ \Delta i_{pc0} \\ \Delta i_{sc0} \\ \Delta i_{pd0} \\ \Delta i_{sd0} \\ \Delta i_{pdRe} \\ \Delta i_{sdRe} \\ \Delta i_{pdIm} \\ \Delta i_{sdIm} \end{bmatrix} X = \begin{bmatrix} V_{gp} \\ V_{gs} \\ I_{pc0} \\ I_{sc0} \\ I_{pd0} \\ I_{sd0} \\ I_{pdRe} \\ I_{sdRe} \\ I_{pdIm} \\ I_{sdIm} \end{bmatrix} \Delta X(s) = \begin{bmatrix} \Delta V_{gp}(s) \\ \Delta V_{gs}(s) \\ \Delta I_{pc0}(s) \\ \Delta I_{sc0}(s) \\ \Delta I_{pd0}(s) \\ \Delta I_{sd0}(s) \\ \Delta I_{pdRe}(s) \\ \Delta I_{sdRe}(s) \\ \Delta I_{pdIm}(s) \\ \Delta I_{sdIm}(s) \end{bmatrix} \quad (E.1)$$

$$\Delta e = \begin{bmatrix} \Delta e_p \\ \Delta e_s \end{bmatrix} E = \begin{bmatrix} E_p \\ E_s \end{bmatrix} \Delta E(s) = \begin{bmatrix} \Delta E_p(s) \\ \Delta E_s(s) \end{bmatrix} \quad (E.2)$$

A matriz $[B]$, que relaciona a excitação aos estados das grandezas, é apresentada pela equação (E.3).

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{l_p} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t \quad (E.3)$$

A matriz $[A]$, que relaciona os estados das grandezas do conversor com suas derivadas, é apresentada pela equação (E.4) para o caso genérico e pela equação (E.5) para o caso do conversor operando no ponto de operação estabelecido pela estratégia de modulação empregado neste estudo. As derivadas parciais da matriz $[A]$ em relação a δ , Δd_p e Δd_s são mostradas pelas equações (E.6), (E.7) e (E.8), respectivamente.

(E.4)

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{g_{pc0}}{2C_p} & 0 & \frac{g_{pd0}}{2C_p} & 0 & \frac{g_{pdRe}}{4C_p} & 0 & \frac{g_{pdIm}}{4C_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{g_{sc0}}{2C_p} & 0 & \frac{g_{sd0}}{2C_p} & 0 & \frac{g_{sdRe}}{4C_p} & 0 & \frac{g_{sdIm}}{4C_p} \\ -\frac{g_{pc0}}{l_p} & 0 & -\frac{r_p}{l_p} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{g_{sc0}}{a^2 l_p} & 0 & -\frac{r_p}{l_p} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{g_{pd0}}{k_a l_p} & \frac{g_{sd0}}{a k_b l_p} & 0 & 0 & -\frac{r_p}{k_a l_p} & \frac{ar_p}{k_b l_p} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{g_{pd0}}{a k_b l_p} & -\frac{g_{sd0}}{a^2 k_a l_p} & 0 & 0 & \frac{r_p}{a k_b l_p} & -\frac{r_p}{k_a l_p} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{g_{pdRe}}{k_a l_p} & \frac{g_{sdRe}}{a k_b l_p} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{ar_p}{k_b l_p} & \frac{ar_p}{k_b l_p} & \omega_s & 0 \\ \frac{g_{pdRe}}{a k_b l_p} & -\frac{g_{sdRe}}{a^2 k_a l_p} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{r_p}{a k_b l_p} & -\frac{r_p}{k_a l_p} & 0 & \omega_s \\ -\frac{g_{pdIm}}{k_a l_p} & \frac{g_{sdIm}}{a k_b l_p} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{r_p}{k_a l_p} & \frac{ar_p}{k_b l_p} \\ \frac{g_{pdIm}}{a k_b l_p} & -\frac{g_{sdIm}}{a^2 k_a l_p} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_s & 0 & \frac{r_p}{a k_b l_p} & -\frac{r_p}{k_a l_p} \end{bmatrix}$$

[illegible]

[illegible]

$$\left. \frac{\partial [A]}{\partial \Delta d_p} \right|_{\substack{\delta=\Gamma \\ \Delta D_p=0 \\ \Delta D_s=0}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{2}{k_a l_p} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2}{a k_b l_p} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{E.7})$$

$$\left. \frac{\partial [A]}{\partial \Delta d_s} \right|_{\substack{\delta=\Gamma \\ \Delta D_p=0 \\ \Delta D_s=0}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2a}{k_b l_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{2}{k_a l_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{E.8})$$

Nas equações (E.4) a (E.8) são usados duas variáveis, k_a e k_b , dependentes da indutância mutua entre os enrolamentos do transformador e da indutância do indutor auxiliar conforme apresentado nas equações (E.9) e (E.10).

$$k_a = \frac{4L_p + l_p}{2L_p + l_p} \quad (\text{E.9})$$

$$k_b = \frac{4L_p + l_p}{2L_p} \quad (\text{E.10})$$